radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: HF-Baustein für einen Amateur-Doppelsuperhet

PREIS DM 2,00 · 10. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JANUAR 1961
1





AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik,
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspechatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

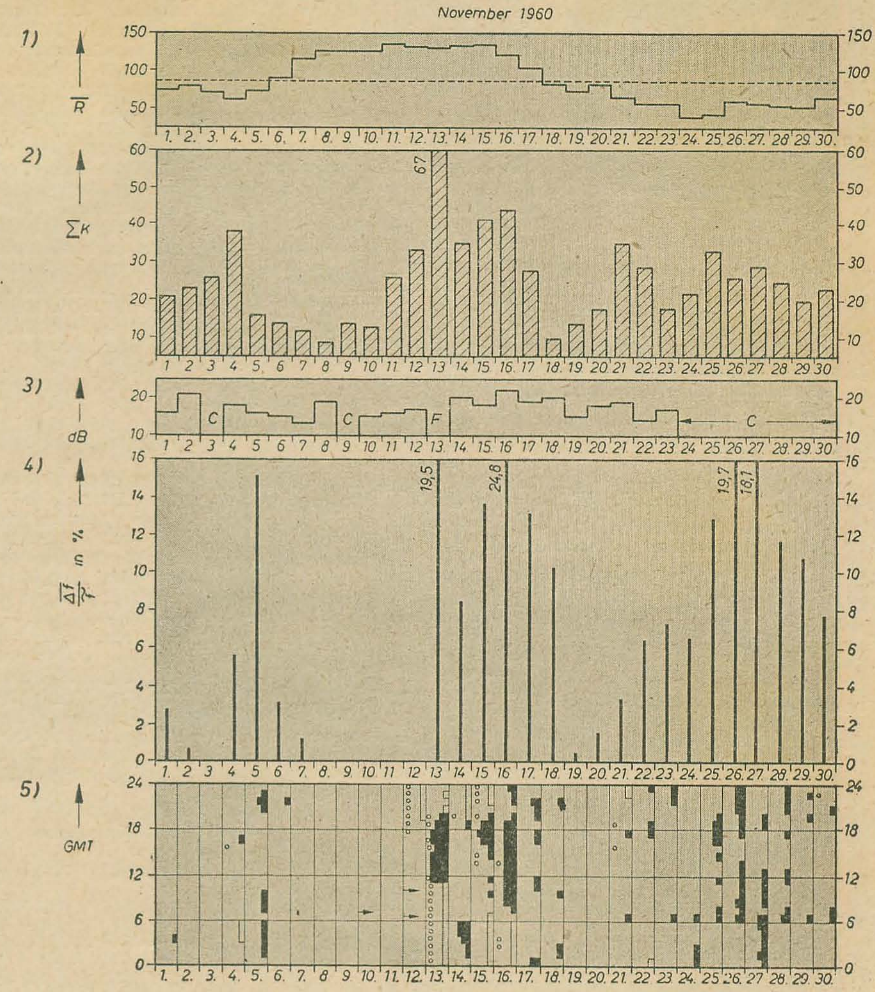


Titelbild:

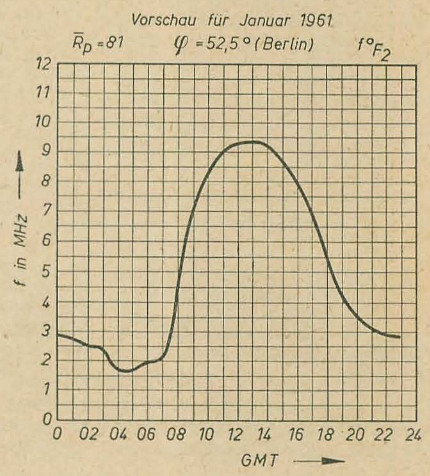
Der oft gehegte Wunschtraum mancher Fernsehteilnehmer: Plastisches Fernsehen. Der TV-Empfänger ist ein „Record 2"
Foto: H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Nov. 1960 und Vorschau für Januar 1961

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



1) Sonnenfleckenrelativzahlen (Zürich)
2) Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern (Wingst)
3) Mittagsdämpfung auf 3,86 MHz
C = Gerätestörung, F = Streuechos
4) Tagesmittel des relativen Abfalls der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/Rügen)
$\Delta f = \tilde{f} - f_m$ für $\tilde{f} < f_m$ $\Delta f = 0$
$\tilde{f}$ = vorhergesagte Grenzfrequenz
f_m = gemessene Grenzfrequenz
5) relativer Abfall der F_2-Grenzfrequenzen (Juliusruh/R.) bezogen auf den vorhergesagten Wert
$\frac{\Delta f}{f}$ = 18 ··· 29 %
= 30 ··· 39 %
= 40 ··· 49 %
= 50 % und darüber
→ Mögel-Delinger-Effekt bzw. Dämpfungseinbrüche (Neustrelitz/Juliusruh)
o plötzliche erdmagnetische Unruhe oder Schwankungsamplitude des Erdmagnetfeldes A ≧ 60 γ bezogen auf eine Stunde
▯ Streuecho ▯ Abdeckung durch E-Schicht



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

Bauanleitung: Ein einfacher Zeitmarkengenerator

Der sowjetische Transistorempfänger „Minsk"

Universelles HF-Meßgerät zur Messung mechanischer Schwingungen

Nachlaufsteuerung zur Frequenz-Konstanthaltung bei Einankerumformern

Der Gleichlauf des Empfangs- und Oszillatorkreises beim Überlagerungsempfänger



▼ **Ein elektronisches Rechenzentrum** für den Schiffbau wird bis 1961 in Rostock entstehen. Damit sollen die bisher vielfach sehr zeitraubenden und teuren Versuche zur Einführung von Neuerungen auf den Hochsee- und Binnenwerften durch mathematisch-wissenschaftliche Berechnungen ersetzt werden.

▼ Über eine neue Breitbandantenne mit dem Namen **Log-Periodic-Antenna** wird in der USA-Fachpresse zunehmend stärker berichtet. Nach Angaben von W3LFM läßt sich mit ihr ein Gewinn von über 8 dB bei einem Stehwellenverhältnis 2 : 1 über eine Bandbreite von 10 : 1 erzielen.

▼ Die Rumänische Volksrepublik wird in diesem Jahr erstmalig **Transistorgeräte** fertigen. Die Fernsehempfängerproduktion soll auf 20 000 Stück gesteigert werden.

▼ Kein Stereogerät ist der Rundfunkempfänger **„Dominante Edelklang W 102 n"**, wie wir versehentlich in unserem Bericht von der Leipziger Herbstmesse im Heft 20 (1960) behaupteten.

▼ Eine Konferenz westeuropäischer Regierungen zur Bildung eines **Vorbereitungskomitees für gemeinsame Weltraumforschung** fand Ende November des vergangenen Jahres in Meyrin bei Genf statt. Teilnehmer waren Belgien, Dänemark, Frankreich, Westdeutschland, Italien, Holland, Norwegen, Schweden, England und die Schweiz.

▼ **Die Leipziger Frühjahrsmesse** findet in diesem Jahr vom 5. bis 14. März statt.

▼ **Im ersten Halbjahr 1960** wurden in Kanada gegenüber der gleichen Zeit des Vorjahres um 13% weniger Rundfunkempfänger und etwa 16% weniger TV-Geräte verkauft.

▼ Auf dem Amsterdamer Flughafen Schiphol ist am 15. Juli eine **elektronische Rechenmaschine** in Betrieb genommen worden, mit deren Hilfe der Lande- und Startverkehr von Flugzeugen gesteuert werden soll. Die Rechenmaschine ist in der Lage, für jedes an- und abfliegende Flugzeug in Sekundenschnelle ein Flugschema auszurechnen, nach dessen Angaben die Piloten landen und starten können.

▼ **Nach Kuba** lieferte der VEB Stern-Radio Sonneberg im vergangenen Jahr 3000 Rundfunkgeräte des Typs „Ilmenau". Zu den 15 Ländern, mit denen das Werk feste Handelsbeziehungen unterhält, gehören auch die Nationalstaaten Ghana, die VAR und der Irak.

▼ **Mit einem neuen sowjetischen Neutronenmeßgerät** kann der Feuchtigkeitsgehalt von Schüttgütern 1000mal schneller als durch übliche Laborprüfung ermittelt werden. Die Arbeitsweise des Gerätes, bei dem eine Ampulle mit radioaktivem Stoff als Neutronenquelle dient, beruht auf der unterschiedlichen Neutronenbewegung je nach dem Feuchtigkeitsgehalt der zu prüfenden Substanz.

▼ **Eine neuentwickelte automatische Rechenmaschine** wurde im polnischen Kernforschungsinstitut bei Warschau in Betrieb genommen. Der von einem Ingenieurkollektiv konstruierte Simulator dient zur automatischen Berechnung verschiedener in der Reaktortechnik auftretender Probleme, die ohne ihn in der Praxis gar nicht oder nur sehr schwer lösbar wären.

▼ **Ein 315 m hoher Fernsehturm** in Form einer sechseckigen Pyramide wird demnächst in Leningrad errichtet.

▼ **In Sizewell (Großbritannien)** soll ein Atomkraftwerk errichtet werden, das 580 000 kW an das Verbundnetz abgeben soll.
In Großbritannien sind außerdem sieben kleinere Kernkraftwerke in Bau oder bestellt. Bis 1966 soll der britische Kraftstrombedarf zu 10% aus Kernkraftwerken gedeckt werden.

▼ **Bestseller in Holland** sollen Baubeschreibungen und Bücher über elektronische Heimorgeln sein.

▼ **Die Meßwerte über die Bahn des amerikanischen Ballonsatelliten „Echo I"** haben einen experimentellen Nachweis der Wirkung des Strahlungsdruckes gebracht. Man fand für die erste Zeit seiner Umläufe eine tägliche Verkleinerung des Umlaufradius von etwa 2,5 km bei einer mittleren Umlaufhöhe von 1500 km.

Analogrechenstation im Institut für Regelungstechnik

Seit dem Sommer 1959 arbeitet im Institut für Regelungstechnik (WTGB Berlin) eine Analogrechenstation. Diese Anlage nimmt Rechenaufträge aus allen Instituten und Industriebetrieben an. Bisher wurden Aufgaben aus vielen Gebieten der Technik (Turbinen-, Kopierfräs- und Papiermaschinen-, Verbundnetz-, Kessel- und Reaktorregelungen; Schaltvorgänge bei elektrischen Fahrzeugen, bei Relaissystemen u. a.) bearbeitet. Als Rechengerät dient z. Z. der im Institut für Regelungstechnik entwickelte elektronische Analogrechner UNIMAR I. Sein besonderes Kennzeichen ist die Verwendungsfähigkeit als Modellregelkreis und Differentialanalysator. Die Rechenverstärker sind zerhackerstabilisiert. Als typischer Vertreter der Langzeitrechner ist die Rechengenauigkeit des UNIMAR I höher als die der repetierenden Analogrechner. Ein verbesserter Rechner, UNIMAR II, befindet sich im Bau. Der UNIMAR I ist wie folgt bestückt: 40 Rechenverstärker (verwendbar als P-, $\sum$P-, J-, $\sum$J-, PJ-, PD-, PV-, V-Glieder), 2 Multiplikatoren, 2 Totzeitmodelle, Einschübe für stetige und unstetige Nichtlinearitäten, Regelgüte-Meßgeräte u. a.

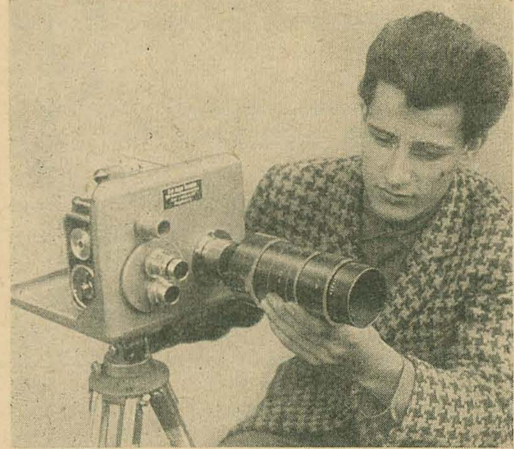
Ökonomischer Nutzen durch Isotope

In Moskau wurde im Rahmen der ständigen Volkswirtschaftsausstellung die Lehrschau „Radioaktive Isotope zur Kontrolle und Automatisierung der Produktionsprozesse" gezeigt. An der Vorbereitung der Ausstellung beteiligten sich 100 Betriebe und 40 Fachinstitute. Sie zeigten an Hand vieler Beispiele, welchen hohen ökonomischen Nutzen die zweckmäßige Anwendung von Isotope bringt. Radioaktive Meß- und Regelungsgeräte werden überall dort eingesetzt, wo die Produktionsbedingungen eine unmittelbare Kontrolle durch herkömmliche Geräte und die darauf basierende automatische Steuerung erschweren oder unmöglich machen. So unterschiedlich die einzelnen Geräte sind, wo immer sie angewendet werden, in der Grundstoffindustrie, in der Leicht- und Lebensmittelindustrie oder in der Pharmazie, allen ist gemeinsam, daß sie zur Steigerung der Produktion und der Arbeitsproduktivität und zu einer bedeutenden Senkung der Selbstkosten führen. Ferner gab die Ausstellung noch einen Überblick über die vielfältigen Schutzgeräte und -anlagen, die für die Anwendung der radioaktiven Isotope entwickelt wurden. Ziel der Ausstellung war es, die vielfältigen Erfahrungen, die überall in der Sowjetunion mit dem Einsatz von Isotope gemacht wurden, zusammenzufassen und dadurch die Standardisierung und Typisierung der Isotopengeräte und ihre Serienfertigung zu beschleunigen.

Tonbandgerät mit 40 Stunden Laufzeit

Aufnahme- und Wiedergabedauer der meisten in- und ausländischen Tonbandgeräte beschränken sich auf einige Stunden. Bei den englischen Paraphone-Geräten wird bei 9,5 cm/s mit einem dünnen Tonband von 365 m Länge auf Spulen von 14 cm Durchmesser eine Spielzeit von einer Stunde je Tonspur erzielt. Die Laufdauer von 40 Stunden wird durch einen Zweispurkopf und eine Nockensteuerung erreicht, die auf dem 25 mm breiten Band 20 verschiedene Stellungen ermöglicht. Auf diese Weise werden mit dem Zweispurkopf praktisch 40 Tonspuren auf das Band gebracht. Das Gerät ist mit Transistoren bestückt und kann mit 28 V Gleichspannung oder mit einem besonderen Netzanschlußgerät betrieben werden.

Geräte dieser Art dienen zur Aufnahme technischer Daten, die sich über einen langen Zeitraum hin verteilen, von Rundfunksendungen, Ferngesprächen, zur Wiedergabe von Hintergrund- und Unterhaltungsmusik in Ausstellungen usw.

Der Klub Junger Techniker im VEB Schwermaschinenbau „Karl Liebknecht" in Magdeburg hat dieses Gerät, das aus einer Fernsehkamera und einer Schmalfilmkamera besteht und bei der Werkstoffprüfung sowie auf dem Prüfstand dieses Werkes eingesetzt werden soll, entwickelt und zum Patent angemeldet

Fernsehnotizen aus aller Welt

Ungarn
Die Zahl der ungarischen Fernsehstationen erhöhte sich mit der Inbetriebnahme des Senders auf dem Berg Kekestetoe auf sieben.

Chile
Im November des vergangenen Jahres wurde mit der Ausstrahlung des ersten Fernsehprogramms begonnen.

Polen
Ende des vergangenen Jahres wurden in der VR Polen etwa 400 000 TV-Empfänger registriert, nachdem es Anfang 1960 nur 200 000 Stück waren.

Ghana
Nach einem in Accra herausgegebenen Weißbuch wird das Fernsehen in Ghana so schnell wie möglich eingeführt. In Accra soll ein Studio eingerichtet werden, ferner sind drei Sender vorgesehen, in Kumasi, Cape Coast und in der Nähe von Accra.

Dänemark
Der letzte Sender Dänemarks, Aarsbölle auf der Insel Bornholm, wurde fertiggestellt.

Irland
In Irland soll der Fernsehprogrammbetrieb im November d. J. beginnen.

Großbritannien
Im Zusammenhang mit der z. Z. untersuchten Struktur der Fernsehorganisation (BBC und ITA) werden erneut Pläne über ein Drahtfunkfernsehsystem mit Gebührenpflicht diskutiert, desgleichen über ein drittes und evtl. viertes Fernsehprogramm im UHF-Betrieb.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

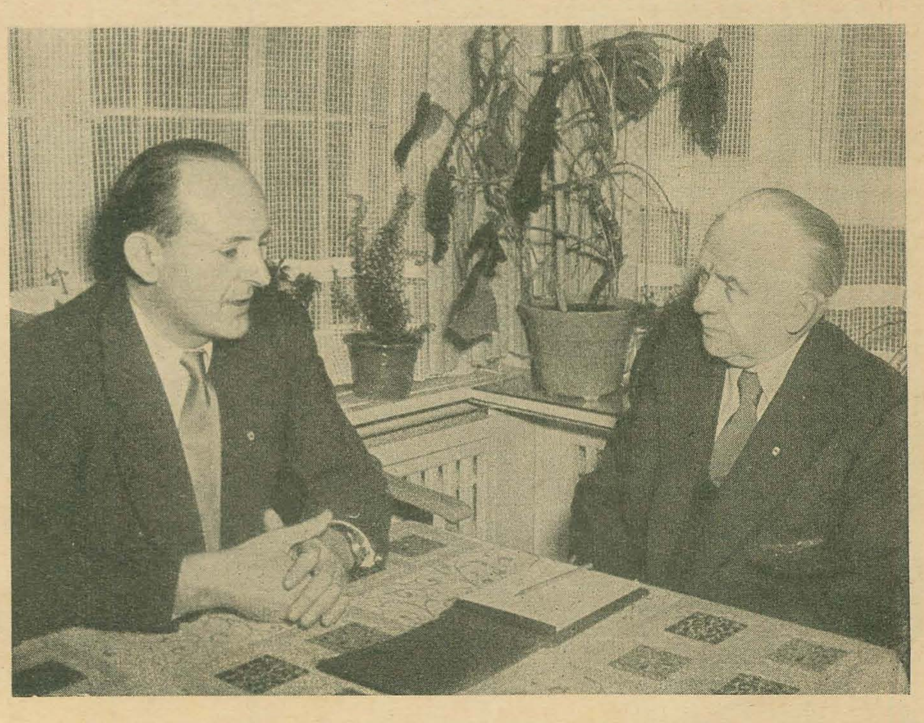
10. JAHRGANG · 1. JANUARHEFT **1** 1961

WILHELM PIECK an die deutschen Geistesschaffenden

Auf der Ersten Zentralen Kulturtagung der Kommunistischen Partei Deutschlands nach dem militärischen Zusammenbruch des deutschen Faschismus in Berlin am 3. Februar 1946 richtete Wilhelm Pieck die folgende Mahnung an die deutschen Geistesschaffenden, die angesichts der Entwicklung in Westdeutschland heute wieder von brennender Aktualität ist:

Gerade der Gebildete, der Denker, der Künstler, der Lehrer, von dem man erwarten durfte, daß er tiefere Kenntnis der deutschen Kultur besitzt und darum auch von heißerer Liebe zu dieser Kultur erfüllt ist, sollte verantwortungsbewußt darüber wachen, daß diese hohen Werte nicht durch Chauvinismus, Völkerverhetzung und verbrecherisches Spiel mit dem Kriege in Gefahr gebracht werden. Gerade sie sollten ein Interesse daran haben, daß Forschungs- und Bildungsarbeit, künstlerisches Schaffen und alles Wirken für die Hebung des Volkswohlstandes sich ungehemmt und ungestört unter der Sonne des Friedens weiterentwickeln können. Sie sollten darum Vorkämpfer für den inneren und äußeren Frieden sein und mannhaft ankämpfen gegen alle Gelüste und Absichten jener Kreise, die nur aus dem Kriegshandwerk Nutzen für ihre persönlichen oder Klasseninteressen erhoffen und mit ihrer Kriegstreiberei bedenkenlos die nationale Kultur gefährden, ja, alle freien schöpferischen Kräfte in die Anstrengungen zur Vorbereitung und Durchführung ihrer Kriege hineinzwängen wollen.

(Wilhelm Pieck: Reden und Aufsätze, Band II, Dietz-Verlag Berlin, S. 42—43)



Wilhelm Pieck im Gespräch mit Prof. Dr. R. Havemann

Einige Eigenschaften und Besonderheiten der UHF

KLAUS K. STRENG

Der folgende Beitrag ist speziell auf die Belange des Dezimeterwellenfernsehens zugeschnitten. Da sich die im Band IV/V verwendeten Frequenzen in mancher Hinsicht von den konventionellen TV-Frequenzen unterscheiden und eine andere Technik bedingen, ist es für den Fernsehtechniker wichtig, sich mit diesen Grundlagen zu beschäftigen. Im folgenden wird ein gedrängter Überblick über die wichtigsten Probleme der UHF gegeben.

Es wurde auf internationaler Basis Einigung darüber erzielt, daß der Frequenzbereich zwischen 30 und 300 MHz als „Meterwellenbereich" oder „Very High Frequencies" (VHF) und der zwischen 300 und 3000 MHz als „Dezimeterwellenbereich" bzw. „Ultra High Frequencies" (UHF) zu bezeichnen ist. Obwohl die jeweils erstgenannten Bezeichnungen sinnvoller sind, verwendet man doch zunehmend mehr die aus dem Englischen kommenden Abkürzungen.

Wenn also von UHF die Rede ist, meint man damit Frequenzen mit einer Wellenlänge zwischen 10 und 100 cm. Nicht alle derart bezeichneten Frequenzen haben für die allgemeine Fernsehtechnik die gleiche Bedeutung. Uns interessiert vor allem das sogenannte Band IV/V, das durch die Zusammenlegung der nach Atlantic-City vorgesehenen Bereiche IV (470 ··· 585 MHz) und V (610 ··· 960 MHz) entstand.

Die Lücke zwischen diesen ursprünglich (für die meisten Kontinente) vorgesehenen Bändern bedeutete für das Abstimmorgan des Empfängers einige Schwierigkeiten. In internationalen Absprachen (Los Angeles, Moskau und Genf) einigte man sich und nahm folgende Regelung an, die formal erst ab 1. 5. 1961 in Kraft treten wird [1]:

Das Band IV reicht nunmehr von 470 ... 585 MHz, das Band V von 606 ··· 790 MHz. Sie sind ausschließlich dem allgemeinen Hör- und Fernsehrundfunk vorbehalten. Die Lücke zwischen den Bändern (582 ··· 606 MHz) steht dem allgemeinen Hör- und Fernsehrundfunk gemeinsam mit anderen Diensten zur Verfügung. Es obliegt nun den nationalen Postverwaltungen, zu entscheiden, ob sie diesen Bereich auch für andere Funkdienste verwenden oder ihn mit den oben und unten anschließenden Bändern zu einem durchgehenden (Fernseh-)Rundfunkbereich zusammenfassen. Es dürfte zu erwarten sein, daß zumindest jene Länder, die den UHF-Bereich in naher Zukunft dem Fernsehen erschließen, Gebrauch von der letztgenannten Regelung machen. Der Vorteil für die Empfängerindustrie ist u. a. der, daß sie nur einen durchstimmbaren Tuner von 470 ··· 790 MHz vorsehen muß, um einigermaßen „zukunftssicher" zu sein.

Außerdem sind die Fernsehkanäle im Band IV/V jeweils im einheitlichen Abstand von 8 MHz angeordnet. Es gibt also hier in Zukunft keine Abweichungen zwischen OIRT- und CCIR-Kanälen, so daß die international abgestimmte Senderplanung reibungsloser erfolgen kann.

Unabhängig von dieser Frequenzeinteilung werden voraussichtlich zunächst nur die Sendekanäle im Band IV benutzt werden, wie Nachrichten aus Italien, Westdeutschland und der DDR besagen. Diese Regelung ist sinnvoll, da die höherfrequenten Kanäle des Bandes V z. Z. noch schwieriger zu beherrschen sind (Sendeleistung, Grenzempfindlichkeit im Empfänger, Kabeldämpfungen, Störstrahlung usw.).

Tabelle 1 gibt eine Übersicht über die Band-IV/V-Sendekanäle.

Tabelle 1: TV-Kanäle der Bänder IV/V

Kanal	Bildträger in MHz¹)	Tonträger in MHz¹)	
14	471,25	476,75	
15	479,25	484,75	
16	487,25	492,75	
17	495,25	500,75	
18	503,25	508,75	
19	511,25	516,75	
20	519,25	524,75	
21	527,25	532,75	Band IV
22	535,25	540,75	
23	543,25	548,75	
24	551,25	556,75	
25	559,25	564,75	
26	567,25	572,75	
27	575,25	580,75	
28	583,25	588,75	
29	591,25	596,75	
30	599,25	604,75	
31	607,25	612,75	
32	615,25	620,75	
33	623,25	628,75	
34	631,25	636,75	
35	639,25	644,75	
36	647,25	652,75	
37	655,25	660,75	
38	663,25	668,75	
39	671,25	676,75	
40	679,25	684,75	Band V
41	687,25	692,75	
42	695,25	700,75	
43	703,25	708,75	
44	711,25	716,75	
45	719,25	724,75	
46	727,25	732,75	
47	735,25	740,75	
48	743,25	748,75	
49	751,25	756,75	
50	759,25	764,75	
51	767,25	772,75	
52	775,25	780,75	
53	783,25	788,75	

¹) für Sender nach CCIR für Schwarz-Weiß-TV

Zur Ausbreitung der UHF

Selbstverständlich sind seit langem die Ausbreitungsbedingungen im Band IV/V Gegenstand umfangreicher Untersuchungen. Einige der dabei besonders interessierenden Fragen sind: die Reichweite dieser Frequenzen bzw. die optimale Senderleistung, der Einfluß von Bodenerhebungen auf die Empfangsmöglichkeit und die Feldstärkeschwankungen, mit denen i. a. am Empfangsort zu rechnen ist. Auch in der DDR befaßte sich das Betriebslaboratorium für Rundfunk und Fernsehen seit einigen Jahren mit derartigen Untersuchungen [2].

Allgemein kann gesagt werden, daß die Reichweite eines Band-IV/V-Senders etwas geringer ist als eines Senders im Band III, gleiche Bedingungen vorausgesetzt. Tabelle 2 gibt einen Auszug aus den Untersuchungen, die nach schweren finanziellen Rückschlägen der Fernsehgesellschaften in den USA von der TASO angestellt wurden [3]. Sogenannte permanente Überhorizontverbindungen sind im Band IV/V nicht zu erwarten (von den mit scharfer Bündelung arbeitenden kommerziellen „Scattering"-Verbindungen sei in diesem Zusammenhang abgesehen).

Störungen des Empfangs durch gelegentlichen Überreichweitenempfang, wie er in den letzten Jahren im Band I auftrat, sind im Dezimeterwellenbereich nicht zu erwarten.

Großen Einfluß auf die örtliche Feldstärke haben etwaige Bodenerhebungen. Besonders in Großstädten wird dies für den Fernsehteilnehmer oft ein Problem sein. Zimmer-TV-Antennen im Band IV/V werden nur in wenigen Ausnahmefällen befriedigenden Empfang ermöglichen. In diesem Zusammenhang soll nicht unerwähnt bleiben, daß der UHF-Sender des Deutschen Fernsehfunks in Berlin-Prenzlauer Berg erfolgreich mit einer Zimmerwendelantenne empfangen wurde.

Im allgemeinen wird man jedoch nicht ohne eine sorgfältig geplante Hochantenne in möglichst großer Höhe auskommen. Die wegen des natürlichen Blitzschutzes im Band III so beliebten „Unterdachantennen" (Dachbodenantennen) versprechen im UHF-Bereich wenig Erfolg, da das Dach — besonders bei Regen- oder Schneenässe — erhebliche Reflexionen verursacht.

Das Empfängerrauschen bei UHF

Für die erzielbare Grenzempfindlichkeit des Fernsehempfängers ist das Eigenrauschen von

Tabelle 2: Erforderliche Feldstärken zum Empfang der Fernsehsendungen nach TASO und durchschnittliche Reichweite der Sender

Band	Feldstärke in dB über 1 μV/m für Bildqualität		Kritischer Abstand vom Sender
	befriedigend	erträglich	km
I	50	40 ··· 45	105
III	60	50 ··· 55	90
IV	65	55 ··· 60	65
V	72	62 ··· 67	50

ausschlaggebender Bedeutung. Es wird vor allem durch die HF- bzw. Mischstufe im Eingang bewirkt.

Der bis vor kurzem in den USA beschrittene Weg, gleich hinter dem Antenneneingang den mit einer Kristalldiode ausgestatteten Mischer anzuordnen [4], ist für europäische Verhältnisse nicht gangbar. Durch diese Schaltung werden eine beträchtliche Oszillatorspannung, ihre Harmonischen und unerwünschte Mischprodukte abgestrahlt. Das Vorschalten einer UHF-Eingangsstufe ist deshalb unerläßlich.

Gerade hier dokumentiert sich der große Fortschritt, den die konventionelle Röhrentechnik im letzten Jahrzehnt machte. Die eigens für UHF entwickelte Triode PC 86 (EC 86) hat eine Steilheit von 14 mA/V und einen Rauschwiderstand von 230 Ω [5]. Zweistufige Tuner (HF-Stufe und selbstschwingender Mischer) der französischen und westdeutschen Industrie erreichen mit der PC 86 eine Grenzempfindlichkeit von $\leq 35\ kT_0$. Valvo gibt für seinen UHF-Tuner AT 6321/01 folgende Höchstwerte an [6]:

$$f = 500\ \text{MHz} \quad 20\ kT_0,$$
$$f = 650\ \text{MHz} \quad 25\ kT_0,$$
$$f = 790\ \text{MHz} \quad 30\ kT_0.$$

Legt man den ungünstigsten Wert ($30\ kT_0$) zugrunde, so muß für ein einwandfreies Fernsehbild die Spannung am 60-Ω-Antenneneingang etwa 850 μV betragen! Auch unter Annahme der günstigeren Grenzempfindlichkeiten am niederfrequenten Bandende und bei bescheidenen Ansprüchen in bezug auf Signal/Rauschverhältnis muß die Nutzspannung immer noch 140 μV betragen.

Zwischen den beiden genannten Extremwerten dürfte die in der Praxis erforderliche Eingangsspannung liegen. Bezogen auf die Verhältnisse im Band III bedeutet dies, daß an der Empfangsstelle mit wesentlich höheren Antennengewinnen gearbeitet werden muß.

Skineffekt und Leiteroberfläche

Allgemein ist bekannt, daß mit steigender Frequenz immer weniger des Leiterquerschnitts vom Wechselstrom beansprucht wird. Der Strom wird — zunehmend mit der Frequenz — immer mehr von der Oberfläche geleitet. Daraus ergab sich der durch die Praxis

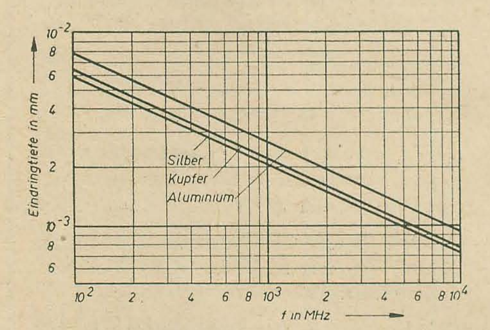


Bild 1: Eindringtiefe bzw. Leitschichtdicke, in der 67 % des Stromes transportiert werden, in Abhängigkeit von der Frequenz

bestätigte Schluß, daß zur Herabsetzung des Wirkwiderstandes (Verluste) die Oberfläche des Leiters möglichst groß sein muß. Aus diesem Grunde werden bereits für Mittelwellen Induktivitäten aus sogenannter HF-Litze realisiert, bei der die einzelnen Adern voneinander isoliert sind.

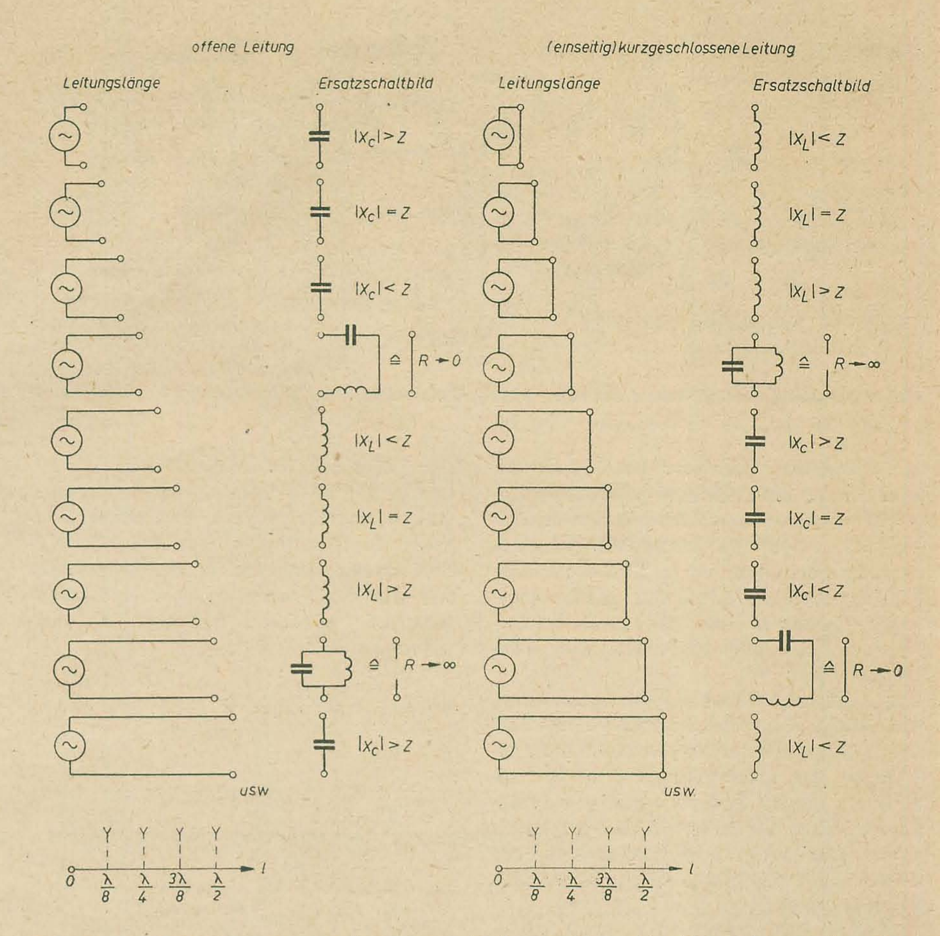


Bild 2: Ersatzschaltbild der Leitung (offen und einseitig kurzgeschlossen) in Abhängigkeit von ihrer Länge

Die Höhe der Frequenz ist ein Maß für die Eindringtiefe des Stromes in den Leiter. Bei den UHF wird nur noch eine äußerst geringe Eindringtiefe erreicht (Bild 1). Für die Praxis ergeben sich daraus zwei Schlußfolgerungen:

1. Die Leiteroberfläche muß aus möglichst gut leitendem Material bestehen, das unter keinen Umständen korrodieren darf (Silber, evtl. durch verlustarme Lackhaut geschützt).
2. Die Leiteroberfläche muß möglichst plan sein, da Unebenheiten, Kratzer usw. zu Verlusten führen können. Dies gilt besonders für die versilberten Oberflächen von Topfkreisen usw.

Die Schaltungstechnik bei UHF

Man könnte annehmen, daß sich die bei UHF notwendige Schaltungstechnik in großen Zügen nicht von der bei den VHF unterscheidet. Leider trifft dies nur bis zu einem gewissen Grade zu. Es ist nicht zu erwarten, daß die speziellen Merkmale der UHF-Schaltung durch die Verbesserung der Bauelemente umgestoßen werden. Zweifellos wird es gelingen, im Laufe der nächsten Jahre z. B. die Elektronenröhren weiter zu verbessern.

Es dürfte wohl aussichtslos sein, mit Schwingkreisen aus konzentrierten Bauelementen im UHF-Bereich arbeiten zu wollen. Selbst wenn ihre Realisierung möglich wäre, so hätte der so aufgebaute Kreis — allein bedingt durch das schlechte LC-Verhältnis — einen sehr niedrigen Resonanzwiderstand, der ihn für praktische Verwendung ausschließt.

Man arbeitet deshalb oberhalb von etwa 300 MHz nur noch mit sogenannten Leitungskreisen. Um ihr Prinzip zu verstehen, erinnern wir uns, daß sich Doppel- oder Koaxialleitungen von der elektrischen Länge $\lambda/4$ bzw. $\lambda/2$ ähnlich wie ein Resonanzkreis verhalten [7]. Ursache hierfür ist die nicht mehr homogene Verteilung von Strom und Spannung entlang von Leitern, sobald diese in die Größenordnung der Wellenlänge kommen.

Zusammengefaßt ergeben sich die im Bild 2 zusammengestellten Verhältnisse. Um den meistbenutzten Parallelschwingkreis zu realisieren, gibt es die Möglichkeiten der (einseitig) kurzgeschlossenen Viertelwellenleitung oder der offenen Halbwellenleitung. Aus Gründen, auf die in diesem Zusammenhang nicht näher eingegangen werden soll, verwendet man im UHF-Tuner vor allem die letztgenannte Möglichkeit [8].

Durch die unvermeidlichen komplexen Ausgangswiderstände der Elektronenröhren (bei diesen Frequenzen meist kapazitiv) ergibt sich ein Unterschied zwischen der mechanischen Länge des unbelasteten und des in der Schaltung arbeitenden Kreises. So erreichen die Längen der im Tuner verwendeten Halbwellenkreise etwa 5 ··· 7 cm.

In diesem Zusammenhang muß das Problem der Abstimmung erwähnt werden. Die Fertigung eines nur für eine Frequenz ausgelegten UHF-Tuners wäre zwar technisch relativ einfach, jedoch wirtschaftlich völlig unrentabel. Seit langem ist bekannt, wie man die Resonanzfrequenz eines Leitungskreises durch Kurzschlußbügel oder -schieber ändern kann. Diese Art der Abstimmung, die im Sender grundsätzlich angewandt wird, setzt einen einwandfreien Kontakt zwischen dem beweglichen Abstimmorgan und dem Kreis voraus, bedingt mithin einen zusätzlichen feinmechanischen Aufwand.

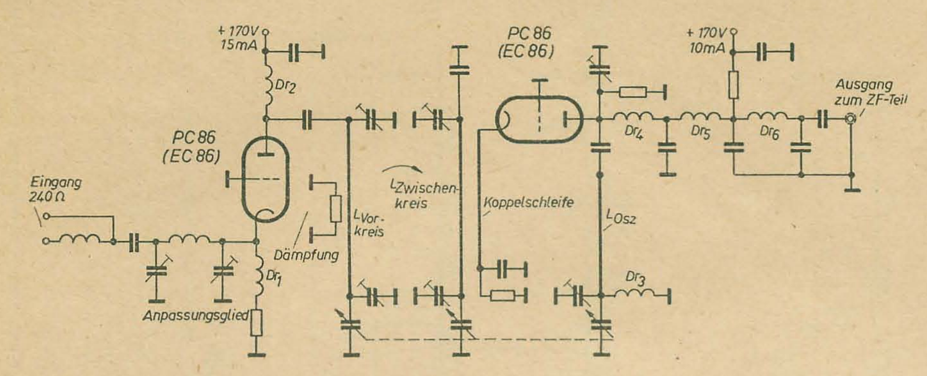


Bild 3: Schaltbild des UHF-Tuners der Firma ARENA (Frankreich)

Im UHF-Tuner verwendet man meist zur Abstimmung die elektrische Verkürzung der Kreise durch veränderliche Beschwerungskapazitäten. Dadurch wird zwar die Kreisgüte verschlechtert, doch ist diese Verschlechterung auf Grund der hohen Güte der Leitungskreise einerseits und die relativ große zu übertragende Bandbreite andererseits ohne weiteres vertretbar.

Zum Aufbau der Kreise ist noch zu bemerken, daß diese grundsätzlich als konzentrische Elemente ausgeführt werden (also nicht als Paralleldraht- oder Lecherleitungen), um die Abstrahlung der HF-Energie so gering wie möglich zu halten. Die äußeren Leiter der Kreise dienen gleichzeitig als Metallchassis für den Tuner. Bild 3 zeigt die Schaltung eines UHF-Tuners (Arena).

Störstrahlung

Ein metallischer Leiter, dessen Abmessungen in der Größenordnung der Wellenlänge liegen, strahlt, wie bekannt, Energie mit besonders gutem Wirkungsgrad ab. Das ist beim Empfänger natürlich höchst unerwünscht, und es gilt, geeignete Maßnahmen gegen diese unbeabsichtigte Strahlung zu treffen.

Theoretisch ist zu erwarten, daß konzentrische Kreise nicht strahlen, genausowenig wie HF-mäßig verdrosselte Gleichspannungsleitungen. Das trifft in der Praxis leider nur in unvollkommenem Maße zu. Ein Metallchassis im TV-Empfänger mit organisch eingebautem UHF-Tuner strahlt bereits beträchtlich. (Seine Abmessungen sind im Vergleich zur benutzten Wellenlänge von 64 ··· 38 cm nicht zu vernachlässigen.)

Die erforderlichen Maßnahmen, um die berechtigten Störstrahlungsbestimmungen einzuhalten, lassen sich theoretisch nur sehr ungenügend vorausbestimmen. Einige Gesichtspunkte ergaben sich jedoch aus den inzwischen gesammelten praktischen Erfahrungen.

Die Röhren im UHF-Kanalwähler müssen — wie üblich — Abschirmkappen erhalten. Für ihre Verbindung mit dem Chassis sind die bisher verwendeten Flanschverriegelungen (Bajonettsystem) unzureichend, sie müssen vielmehr durch ein breitflächiges Gewinde mit dem Chassis verschraubt werden. Die Oszillatorröhrenabschirmung muß einen Deckel erhalten, was wegen der unvermeidlichen Wärmestauung unangenehm ist.

Die metallischen Verbindungen im UHF-Tuner sind sorgfältig zu wählen und auszuführen. Eine einzige vergessene oder nicht angezogene Schraube — nach etwaigen Servicearbeiten — kann bereits zu erheblicher Strahlung führen.

Der Tuner soll zu anderen Teilen des TV-Gerätes nur die für seine elektrische Funktion notwendigen metallischen Verbindungen erhalten. So ist z. B. das Anordnen des UHF-Tuners auf einer gemeinsamen Abstimmachse mit dem VHF-Tuner (was aus bedienungstechnischen Gründen naheliegt) zu vermeiden.

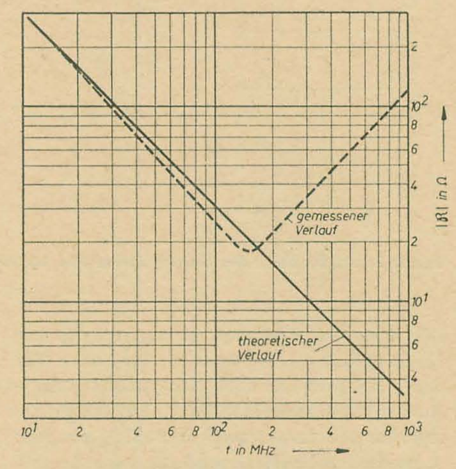


Bild 4: Errechneter und gemessener Verlauf des Scheinwiderstandes an einem 50-pF-Röhrchenkondensator mit 10-mm-Drahtenden in Abhängigkeit von der Frequenz

Alle Zuführungen von Betriebsspannungen sind selbstverständlich sorgfältig zu verdrosseln. Bei dem Einsatz von Verblockungskondensatoren ist zu bedenken, daß diese Bauelemente bei UHF u. U. bereits induktiven Charakter haben können (siehe Bild 4). Unter diesen Umständen ist natürlich ihre Wirkungsweise völlig anders als beabsichtigt.

Schlußfolgerungen für Amateure und Rundfunkmechaniker

Aus den Besonderheiten der UHF und ihrer Schaltungstechnik ergeben sich einige Schlußfolgerungen für den Amateur und den im Reparaturdienst tätigen Techniker oder Ingenieur.

Der Selbstbau eines UHF-Tuners dürfte i. a. die Möglichkeiten des Amateurs übersteigen. Die erforderliche hohe feinmechanische Präzision, besonders die Notwendigkeit einer einwandfreien Oberflächenbehandlung, läßt sich mit handwerklichen Mitteln praktisch nicht erreichen. Zwar dürfte der Aufbau einer arbeitsfähigen Schaltung noch im Bereich des Erreichbaren liegen, doch können die Störstrahlungsbedingungen vom Amateur nicht mehr kontrolliert, geschweige denn eingehalten werden.

Zweifellos wird es einige erfahrene „alte Hasen" geben, die (z. B. durch UHF-Sendeamateurpraxis) über ausreichende Erfahrungen und durch ihre beruflichen Tätigkeit über die notwendigen Hilfsmittel verfügen, um erfolgreich „Selbstbauerfahrungen" beim UHF-Fernsehen zu sammeln. Diese Fälle werden jedoch auf sehr wenig Ausnahmen beschränkt bleiben. Besonders die „Auch-Bastler" seien ausdrücklich gewarnt, ihre gutgemeinten, doch meist mit unzureichenden Kenntnissen untermauerten Projekte auf das UHF-Gebiet auszudehnen. Ein solches unüberlegtes und disziplinloses Herumexperimentieren gefährdet in hohem Maße die Sicherheit anderer Funkdienste und trübt die Freude der zukünftigen UHF-Fernsehteilnehmer.

Sinngemäß gilt das Gesagte auch für den Reparaturdienst. Es werden sich nach Einführung des UHF-Fernsehens zweifellos Fälle ergeben, in denen ein Eingriff in den UHF-Tuner notwendig ist (Auswechseln eines Bauelementes). Bereits das Nachstimmen des UHF-Tuners erfordert jedoch kostspielige Meßgeräte, die allenfalls nur größere Werkstätten besitzen. Unter allen Umständen muß gefordert werden, daß jeder UHF-Tuner nach erfolgter Reparatur wieder in den mechanischen und elektrischen (wiederhergestellten) Originalzustand zurückversetzt wird, wobei es, wie bereits erwähnt, auf jede Schraube ankommt!

Eigenmächtige „Verbesserungen" am UHF-Tuner sind unbedingt zu unterlassen. Derartige Maßnahmen können, falls notwendig, von den Reparaturdienststellen gemeinsam mit den betreffenden Werken der Industrie sorgfältig durchgeführt werden.

Von unserer Industrie muß in diesem Zusammenhang erwartet werden, daß sie sofort nach Auslieferung der ersten UHF-Tuner und -Konverter eine ausreichende Dokumentation für den Service bereitstellt, wobei hier der Begriff „Service" nicht zu engherzig gefaßt werden sollte.

Literatur

[1] Die Funkverwaltungskonferenz in Genf; Funkschau 4 (1960) S. 159

[2] Dr. Udo Kühn: Die Ausbreitung von Dezimeterwellen im Gelände; radio und fernsehen 11 (1958) S. 346 ··· 351

[3] Die Zuteilung von Fernsehfrequenzen in den Vereinigten Staaten; Rundfunktechnische Mitteilungen 5 (1959) S. 244 ··· 246

[4] Allan Lytel: UHF Television Antennas and Converters; Verlag John F. Rider, New York 1953

[5] Valvo GmbH: Handbuch Rundfunk- und Fernsehröhren 1959/60

[6] Valvo GmbH: Valvo-Kanalwähler für Fernsehempfänger

[7] Klaus K. Streng: Dipole und Dipolgruppen; radio und fernsehen 8 (1960) S. 233 ··· 236

[8] Schwingkreise im Fernsehband IV/V; Telefunken Röhren- und Halbleitermitteilungen 48

Empfindlichkeitssteigerung bei TV-Empfängern

WOLFGANG RISCH

Die Fernsehindustrie der DDR brachte bisher Geräte heraus, deren Empfindlichkeit im Band III kaum besser als 100 μV ist. Dies liegt einerseits daran, daß die rauscharme und sehr steile Kaskodenröhre ECC 88 (S = 12,5 mA/V, kT_0 = 2,33) noch nicht zur Verfügung stand, andererseits daran, daß als Mischstufe das Pentodensystem der ECF 82 verwendet wird. Das Pentodensystem bringt gegenüber einer Triode eine höhere Mischverstärkung, rauscht aber bedeutend mehr. Im folgenden wird der Umbau eines Dürertuners (Kaskodenstufe von einer ECC 84 auf eine ECC 88, Misch- bzw. Oszillatorstufe von einer ECF 82 auf eine ECC 85) nach Bild 1 beschrieben. Damit lassen sich analog alle Tunerarten umbauen, die in der Kaskodenstufe mit einer ECC 84 bestückt sind.

Der Umbau des Tuners brachte eine Empfindlichkeit von 32 μV im Kanal 4 und 36,5 μV im Kanal 8. Der Umbau lohnt sich jedoch nur dann, wenn eine genügende ZF-Verstärkung vorhanden ist. Im vorliegenden Selbstbaugerät stand ein vierstufiger ZF-Verstärker zur Verfügung. Die ECC 85 liefert, wie schon erwähnt, eine geringere Mischverstärkung als die ECF 82. Die Verstärkungseinbuße wird durch die ECC 88 wieder wettgemacht, so daß die Verstärkung im Tuner etwa gleichbleibt.

Umbau

Zuerst werden alle Schaltelemente von der Fassung der ECC 84 abgelötet. Die Fassung selbst wird so gedreht, daß der Anschluß der Anode II der ECC 88 sich auf der linken Seite der Trennwand befindet. Dabei muß die Trennwand auf der Seite, an der die Anschlüsse der Heizung sitzen, aufgeschnitten werden. Das Röhrchen der Fassung wird mit der Trennwand verlötet und die Kaskodenstufe neu verschaltet.

Besonders kritisch erwiesen sich bei der ECC 88 der π-Kreis und die Erdpunkte. Der alte π-Kreis wird Windung an Windung auf einen Widerstand 2 kΩ, 0,25 W gewickelt und so eingelötet, daß er die KB-Stufe nicht „sehen" kann. Ein unbedämpfter π-Kreis brachte die Kaskodenstufe im Kanal 8 zum Schwingen, oder die Durchlaßkurve wurde so spitz, daß ein unscharfes Bild zustande kam. Da aber im vorliegenden Fall die Verstärkung nur in einem Kanal, dafür aber erheblich, durch den π-Kreis anstieg, wurde dieser bedämpft. Der π-Kreis soll bekanntlich die Verstärkung in den letzten Kanälen des Bandes III erhöhen, um die Verstärkungsverluste der Kaskodenstufe bei diesen hohen Frequenzen auszugleichen.

Die Wahl der Erdpunkte bestimmt ebenfalls erheblich den Grad der Selbsterregung. Die Anordnung der Erdpunkte ist Bild 2 zu entnehmen.

Von einer Regelung der Kaskodenstufe wurde abgesehen. Sie erhielt eine Katodenkombination 80 Ω/5 nF.

Der Umbau der Misch- und Oszillatorstufe bietet keine Schwierigkeiten. Der Anodenwiderstand der alten Mischstufe 10 kΩ, 0,25 W wird gegen einen mit 10 kΩ, 1 W ausgewechselt.

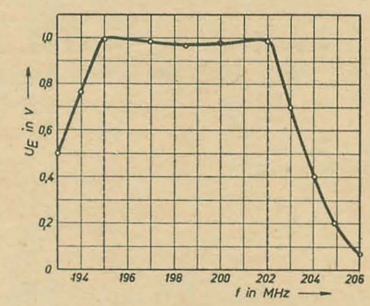


Bild 3: Kurvenform nach dem Abgleich

Abgleich

Ein Röhrenvoltmeter oder ein 20 kΩ/V-Instrument wird an M_1 gelegt. Es zeigt die Oszillatorgleichspannung an. Diese soll 3 ··· 4 V betragen und wird durch Änderung der Kopplung der Oszillatorspule an den Gitterkreis eingestellt. Der Frequenzabgleich erfolgt durch Zusammendrücken oder Auseinanderziehen der Oszillatorwicklung. Der Oszillatortrimmer, Feinabstimmdrehko und Abgleichkern müssen dabei auf Mittelstellung stehen. Die Oszillatorfrequenz beträgt z. B. im Kanal 8: $F_0 = F_E + F_{ZF}$ = 196,25 + 26 = 222,25 MHz.

Nach dem Oszillatorabgleich wird ein Hf-Signal an den Eingang gelegt, das die Oszillatorgleichspannung erhöht. Der Meßsender soll etwa 100 mV abgeben. Wird nun z. B. der Kanal 8 abgeglichen, so variiere man den Meßsender im Bereich von 190 · · 210 MHz und beobachte die Kurve am Instrument. Die Kreise werden so weit auseinander liegen, daß die Durchlaßkurve unbrauchbar ist. Nun versuche man den Antennenkreis und die Bandfilterkreise auf Kanalmitte zu ziehen. Dies erfolgt ebenfalls durch Zusammendrücken bzw. Auseinanderziehen der Wicklungen. Ist die Kaskodenstufe richtig aufgebaut, so schwingt sie dabei nicht. Durch nochmaliges größeres Variieren mit dem Meßsender überzeuge man sich, ob nicht noch ein Kreis außerhalb liegt. Ist dies nicht der Fall, so werden die drei Kreise (Antennenkreis, zwei Bandfilterkreise) so aus der Kanalmitte versetzt, daß sich die Kurvenform entsprechend Bild 3 ergibt. Zur Erzielung einer ausreichenden Bandbreite entferne man die Bandfilterspulen nicht mehr als 2 mm voneinander. Die Anodenkreise der Kaskodenstufe im Band I sind zu bedämpfen, um die hier stärker in Erscheinung tretenden Höcker in der Durchlaßkurve auszugleichen. Die Dämpfungswiderstände sind durch Versuche zu ermitteln. Sie liegen etwa zwischen 5 und 15 kΩ (0,10 W).

Ist die Kurvenform entsprechend Bild 3 erreicht, so sind die Wicklungen der Segmente mit Wachs oder Lack festzulegen. Dabei ist nur wenig Lack oder Wachs zu verwenden, da sich die Kreise sonst verstimmen. Ist der Lack getrocknet, überprüfe man nochmals die Kurvenform.

Durch den Umbau des Kanalwählers macht sich der Neuabgleich des ZF-Filters I erforderlich. Dabei wird das Signal (Dürer 22,3 MHz, Derby und Cranach 34,8 MHz) an M_1 gelegt. Das Maximum wird mit einem Röhrenvoltmeter an M_3 (Videogleichrichter) kontrolliert.

Wie schon eingangs erwähnt, ist die Empfindlichkeitssteigerung bedeutend. So wurde mit dem Dürertuner unter sehr ungünstigen Bedingungen der Sender Katzenstein (Kanal 8) mit einer 13-Elemente-Yagi-Antenne (diese Antenne wurde ausgemessen und brachte einen Antennengewinn von 12,5 dB) nur schlecht empfangen. Nach dem Umbau des Tuners zeigte sich unter gleichen Bedingungen mit einer Dipol-Reflektor-Antenne ein brauchbares Bild.

Der unerfahrene Amateur sei jedoch vor diesem schwierigen Umbau gewarnt. Wagt er es doch und der Umbau mißlingt, wird sich nur schwer jemand finden, der diesen Tuner wieder in Ordnung bringt.

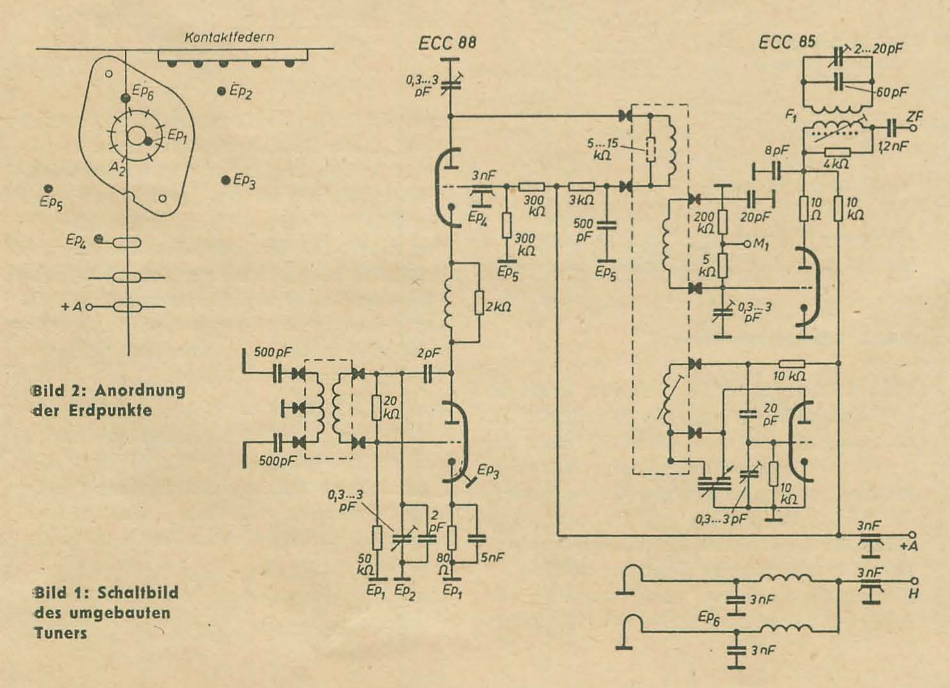


Bild 2: Anordnung der Erdpunkte

Bild 1: Schaltbild des umgebauten Tuners

Literatur

Rafena-Information 4 (1957)

Bildaufzeichnungsverfahren

GÜNTER MEHLICH

Es sind zwei Grundverfahren bekannt. Bei dem ersten wird das in elektrische Schwingungen verwandelte Signal eines Fernsehbildes mit allen Synchronisierimpulsen aufgezeichnet. Die Bandbreite liegt bei 5 MHz; es ist notwendig, auch die tiefsten Frequenzen aufzuzeichnen. Das andere Verfahren zeichnet die Bildelemente des optischen Bildes in ihrer gegenseitigen Lage ähnlich einer Fotografie, also bildmäßig, auf. Die Geräte des ersten Verfahrens entsprechen im Prinzip den bekannten Heimtonbandgeräten, die Ausführung ist aber wegen der hohen Grenzfrequenz wesentlich komplizierter. Vorbild des zweiten Verfahrens ist die Fotografie.

Ein Heimgerät mit einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s erlaubt beim heutigen Stand der Technik bei 1 μm Spaltbreite des Kopfes als technisch noch realisierbarem Grenzwert eine Grenzfrequenz von 16 kHz. Um 5 MHz wiederzugeben, müßte man also die Geschwindigkeit auf 30 m/s erhöhen. Diese Geschwindigkeit beherrscht man nicht, außerdem wäre der Bandverbrauch zu groß. In ähnlichen Größenordnungen bewegten sich auch die ersten Versuche (3 MHz mit 9 m/s).

Da ein Fernsehsignal in bezug auf Stufung der Amplituden (Grauwerte) und auf Störabstände nicht allzu anspruchsvoll ist, wäre die Aufzeichnung mit einer sehr schmalen Spur (z. B. 1 mm) ausreichend, die Breite des Magnetbandes würde also nur zu einem Bruchteil ausgenutzt.

Es tauchte nun der Gedanke auf, das Fernsehsignal in mehrere Frequenzkanäle zu zerlegen, also z. B. 0 ··· 0,5; 0,5 ··· 1 usw. bis 5 MHz, also in 10 Kanäle und diese in je einer, übereinander liegenden Spur aufzunehmen (Bild 1).

Die Geschwindigkeit brauchte dann nur etwa 3 m/s zu betragen, ein Wert, den man noch beherrscht. Schwierigkeiten machte nur eines; die Zerlegung erfolgte mit Filtern. Filter haben die Eigenschaft, in der Nähe der Flanke die Phase stark zu drehen, und zwar am oberen und unteren Ende in entgegengesetzter Weise. An diesem Fehler scheiterten die Geräte, denn bei der Zusammensetzung der Frequenzen entstanden erhebliche Schwierigkeiten, dazu kommt die schwankende Amplitude der Bänder, hervorgerufen durch ungleichmäßige Beschichtung und durch Flatterbewegungen.

Bei dem Verfahren der Ampex rotiert ein Vielfachkopf quer zur Richtung des Bandlaufes (Bild 2). Dieses Verfahren ist recht elegant. Die Aufzeichnung trägt neben der Signalaufzeichnung und der Tonspur noch eine Pilotspur, die einen gleichmäßigen Bandlauf unabhängig von einer Dehnung des Bandes sichert. Die Bandgeschwindigkeit liegt in der Größenordnung guter Studiotonaufnahmegeräte. Schwierigkeiten machen hier die mechanische Genauigkeit der Justierung der Köpfe, die Wölbung des Bandes quer zur Laufrichtung und die Gleichmäßigkeit des Bandlaufes. Bei Maschinen, die länger in Betrieb sind, machen sich diese Fehler in einer Unsicherheit des Zeilensynchronismus (ausgefranste senkrechte Linien) bemerkbar.

Ein viertes Prinzip kam aus Japan. Um die Zahl der Trennstellen zu verkleinern, arbeitet man mit einer rotierenden Scheibe, die mit nur einem Tonkopf versehen ist. Sie wird vom Band spiralförmig umschlungen, so daß eine schrägliegende Aufzeichnung entsteht (Bild 3). Der Kopf rotiert mit 60 U/s, die Bandgeschwindigkeit beträgt 38 cm/s, eine Schrägspur ist 67 cm lang. Das Band gleitet auf einem Luftkissen um die Kopfscheibe. Eine Spule mit

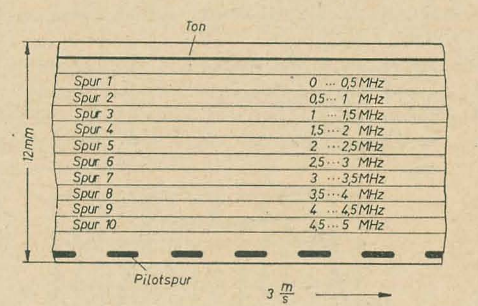


Bild 1: Zehn-Kanal-Verfahren

Bild 2: Querspurverfahren (Ampex)

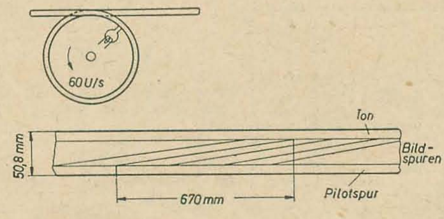


Bild 3: Schrägspurverfahren

1500 m Band (30 cm Durchmesser) liefert ein 60-Minuten-Programm. Die Bandbreite ist 50,8 mm. Alles übrige entspricht etwa der Ampexanordnung. Nach diesem Verfahren braucht das Band nicht gewölbt zu werden, die Stoßstellen werden auf ein zwanzigstel vermindert, wenn man die Schrägspur zwanzigmal so lang wie eine Querspur macht.

Ein solches Verfahren wird vermutlich alle Bedürfnisse des Fernsehens mit 625 Zeilen befriedigen können, zumal auch die Genauigkeit der Regelung der Geschwindigkeit durch die Pilotspur bei schrägliegender Aufzeichnung größer ist.

Das andere mögliche Grundverfahren ist die bildmäßige Aufzeichnung. Die Fotografie ist das Vorbild dieser Verfahren. Gemeinsam ist ihnen allen, daß Halbtöne nicht wiedergegeben werden, daß man den Bildinhalt in kleine Flächenelemente zerlegt und die Grauwerte über diese Flächen integriert. Sie haben daher im Gegensatz zum optischen Bild, das von einer Linse erzeugt wird, nur ein begrenztes Auflösungsvermögen. Nun ist das Auge aber recht unvollkommen. Es kann z. B. bei einem Betrachtungsabstand von 30 cm Striche, die näher als $^1/_{10}$ mm voneinander entfernt sind, nicht trennen und sieht nur einen Strich.

Bei der Fotografie ist diese integrierte Fläche sehr klein (ein Bromsilberkorn $\sim ^5/_{1000}$ mm); man kann also stark vergrößern (z. B. eine Kleinbildaufnahme 20fach linear) und bleibt noch unter der Sichtbarkeitsgrenze, zumal die Bromsilberteilchen regellos angeordnet sind.

Beim üblichen Druckverfahren arbeitet man mit größeren Bildelementen (etwa $^1/_{10}$ mm) und regelmäßigen Rastern, meist quadratisch. Von der Fotografie weiß man, daß ein ideales Bild etwa die Größe 15 × 20 cm haben soll und dann bei einem Betrachtungsabstand von 30 cm ein Raster von weniger als $^1/_{10}$ mm Abstand haben soll. Fernsehtechnisch ausgedrückt bedeutet das, ein Bild benötigt 1500 Zeilen mit je 2000 Bildpunkten, erst dann ist ein Bild vollkommen. Diese Bildgröße von 15 × 20 cm stellt die schärfsten Bedingungen, da man noch größere Bilder auch aus größerer Entfernung betrachtet. Das Kinobild in bester Technik entspricht diesem Ideal ungefähr, das Fernsehbild bleibt wesentlich darunter. Man behilft sich so, daß man die Bilder aus einer größeren Entfernung betrachtet. Die Bildgröße ist dann aber für unseren Geschmack zu klein, daher die Neigung der Fernsehteilnehmer, zu nahe ans Bild zu rücken. Das Idealbild ergibt sich nur bei Betrachtung durch eine Person, die sich dann an den Platz begibt, den relativ bei der Aufnahme das Objektiv innehatte. Bei gleichzeitiger Betrachtung des Bildes durch mehrere Personen muß das Format erheblich vergrößert werden, damit möglichst viele in der Nähe des relativen Platzes des Objektives sitzen können.

Wenn man diese Werte z. B. auf ein Fernsehbild überträgt, müßte bei einem Sehabstand von 2 m die Bildfläche 1 × 1,30 m groß sein. In absehbarer Zeit ist eine Realisierung nicht möglich, denn die Zeilenzahl müßte auf 1500 vergrößert werden. Die Bandbreite käme auf ~40 MHz.

Hier klafft also zwischen Praxis und Theorie eine starke Lücke. Man möchte nun aber doch

Bildaufzeichnungen mit höchster Qualität vornehmen, denn das ist die Voraussetzung zum Gebrauch des Bildaufzeichnungsverfahrens auch für andere Zwecke, z. B. Filmaufnahme.

Das fotografische Verfahren erfüllt zwar alle Ansprüche an Bildqualität, aber es erfordert gewisse Zeit für Entwicklung und Kopie. Für die Filmaufnahme wäre es sehr schön, wenn man sofort nach der Aufnahme die Aufzeichnung wieder abspielen könnte, es würde die heute notwendige Vielfachaufnahme beseitigen und die Filmnegativkosten erheblich vermindern. Bei bestimmten USA-Fernsehfilmen erreichte man mit Aufnahmen auf der Ampexmaschine recht erhebliche Einsparungen (wobei aber die Qualität der Aufzeichnung nur für Fernsehzwecke ausreicht und auch hier noch nicht befriedigt).

Ein bildgerechtes Aufzeichnungsverfahren müßte aber die genannten Idealbedingungen berücksichtigen und auch farbige Aufnahmen ermöglichen.

Folgende Verfahren sind möglich:

1. optisch-chemisch, durch Ausnutzung der Lichtempfindlichkeit vieler Stoffe (Vorläufer: Fotografie, Lichtton)
2. magnetisch, durch Ausnutzung der Magnetisierbarkeit bestimmter Eisenverbindungen (Vorläufer: Magnetbandgerät)
3. statisch-elektrisch, durch elektrische Aufladung von Isolierstoffen (Vorläufer: Büro-Briefkopiergerät)
4. dielektrisch, durch Veränderung der dielektrischen Eigenschaften von Isolierstoffen (Vorläufer: Tonaufnahmegerät)
5. mechanisch, durch Veränderung der Oberflächenstruktur thermoplastischer Stoffe (Vorläufer: Schallplatte).

Zu 1. Der Ausbau für sofortige Vorführfähigkeit wird seit langem angestrebt. Das „Land"-Verfahren arbeitet mit teigiger Entwicklung, das in der Polaroidkamera für Standfotos verwendet wird. Seine Ausgestaltung für Laufbilder scheint erhebliche Schwierigkeiten zu machen, die hauptsächlich wohl in den hohen Kosten liegen. Die Zeit bis zur Vorführung liegt hier bei einer Minute.

Die Entwicklung fotografischer Emulsionen durch flüssige Bäder im Schnellverfahren erfolgte bereits 1938 als sogenanntes Zwischenfilmverfahren für Fernsehzwecke. Zwischen Aufnahme und Vorführung betrug die Zeit hier auch nur wenige Minuten. Moderne Verfahren benötigen sogar nur 6 ··· 12 s.

Heute begnügt man sich beim Fernsehen mit der Aufzeichnung auf Kinofilm mit üblichen Entwicklern und Zeiten bis zur Vorführung um eine Stunde.

Gasförmige Entwickler sind nur für ganz gering lichtempfindliche Stoffe bekannt.

Zu 2. Ein solches Verfahren wurde vor Jahren vom Verfasser vorgeschlagen. Hier sollte das Bild durch eine Optik auf die Schicht einer Aufnahmebildröhre abgebildet werden und an den einzelnen Bildpunkten Elektronen durch inneren Fotoeffekt auslösen. Die magnetische Komponente dieses Elektronenstromes sollte auf einem unmittelbar dahinter befindlichen Magnetband aufgezeichnet werden. Die Schwierigkeit liegt darin, daß die vom inneren Fotoeffekt ausgelösten magnetischen Felder etwa hundertfach schwächer sind als diejenigen, die ein Magnetband beeinflussen. Der Verfasser schlug daher vor, zwischen Magnetband und eine vor der emittierenden Schicht liegende lichtdurchlässige, aber leitende Schicht eine Wechselspannung zu legen. So dient der innere Fotoeffekt nur zur Leitendmachung eines Stromweges, die Energie kommt aus der zugeführten Wechselspannung. Da der Stromweg nur in einer Richtung leitend ist, erlischt er beim Nulldurchgang des Wechselstroms; die Frequenz wird entsprechend gewählt. Die Fotoeffekt-Schicht wird in üblicher Weise gerastert, damit die entsprechende Größe des Bildelementes gesichert wird. Die Hauptschwierigkeit liegt bei dem Problem, die Fotoschicht mit der Magnetschicht in Kontakt zu bringen, wobei die erste im Vakuum liegen soll.

Zu 3. In den USA sind Verfahren für Fotokopie in Anwendung, die ein statisches Aufzeichnungsverfahren prinzipiell gestatten.

Die Bildunterlage (z. B. Papier oder Kunststoff) wird an belichteten Stellen stark aufgeladen und mit Farbe bestäubt, die nur an den aufgeladenen Stellen haftet und dort fixiert wird.

Die Anwendung für die Aufzeichnung von Laufbildern scheiterte lange an der Unempfindlichkeit des Materials. Denkbar wäre hier ein ähnliches Verstärkungsverfahren wie bei der magnetischen Aufzeichnung. In den letzten Wochen kamen aus den USA Nachrichten über geglückte Versuche bei Laufbildern mit Antimontrisulfid. Die Abtastung geschieht mit einem Elektronenstrahl, die Haltbarkeit des gespeicherten Bildes beträgt bisher nur zwei Wochen.

Zu 4. Die dielektrische Aufzeichnung ist für Schall gelöst. Kunststoffbänder werden am Sprechkopf einem elektrischen Feld (Kondensator) ausgesetzt. Durch den Einfluß dieses Feldes verändern sich bei bestimmten Stoffen die dielektrischen Eigenschaften. Durchläuft dieses Band wieder einen Kondensator (Hörkopf), so wird hier wieder ein Wechselstrom abgegeben.

Bisher gelang es nicht, die gleiche räumliche Konzentration wie bei einem magnetischen Feld zu erreichen, so daß die Bandgeschwindigkeiten und der Bandverbrauch zu hoch werden.

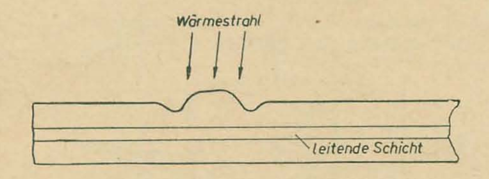


Bild 4: Reliefverfahren

Zu 5. Der letzte Vorschlag ist die mechanische Aufzeichnung. Hier wird ein thermoplastischer Film an der Oberfläche zum Schmelzen gebracht. Er zieht sich bei punktförmiger Bestrahlung durch die Oberflächenspannung (oder durch angelegte elektrische Kräfte) kugelig zusammen und erstarrt dann wieder (Bild 4).

Zur Erhitzung dient ein Elektronenstrahl, der von einem üblichen Bildabtaster in seiner Intensität oder Geschwindigkeit gesteuert wird. Der Strahl muß äußerst konzentriert sein und seine Äquivalent-Temperatur über der der Sonnenoberfläche liegen. Leider kann man ihn nur im Vakuum erzeugen, Glas absorbiert ihn. Er muß dann durch ein Metallfenster austreten; das bedeutet schwierige technologische Bedingungen. Der Strahl braucht nur eine Linie zu beschreiben, da die Folie senkrecht zu dieser Linie bewegt werden kann. Die Temperatur muß genau entsprechend der Abtastgeschwindigkeit geregelt sein. Strahlt man breitflächig mit geringerer Temperatur auf, so verschwinden die Erhebungen wieder, der Träger wird wieder eben, das Bild ist gelöscht. Der Träger kann beliebig oft bestrahlt werden.

Das Bild kann nach verschiedenen Verfahren sichtbar gemacht werden:

a) es könnte in einer Art Druckverfahren mit Farbe eingewalzt werden, dann entstünde ein Rasterdruckbild,

b) magnetische Teilchen können in die Schicht eingelagert werden, deren Häufung dann zur Sichtbarmachung dienen kann,

c) die Schicht kann leitend gemacht und dann kapazitiv abgetastet werden.

Bei den ersten Vorführungen dieses Verfahrens in den USA wurde als Bildelement eine Fläche von $3 \times 3\,\mu m$ gewählt, das heißt, ein ideales Bild kann auf einer Fläche von $7{,}5 \times 10$ mm aufgezeichnet werden (bei Berücksichtigung von $2\,\mu m$ Zwischenfläche). Auch bei einer Vierfarbenaufzeichnung reicht eine Fläche von 15×20 mm aus. Bei 25 Bildern je Sekunde genügt bei einem 15 mm breiten Träger eine Bandgeschwindigkeit von 50 cm/s und das bei einer Aufzeichnung, die einem Kinobild gleichwertig ist, also etwa achtmal soviel Elemente enthält wie eine übliche Fernsehaufzeichnung. Die Bandbreite einer entsprechenden Fernsehbildaufzeichnung läge bei 40 MHz.

Hierin erkennt man den Vorteil des mechanischen Verfahrens, das Bild ist unter bestimmten Bedingungen sofort sichtbar, kann leicht gecuttert werden und entspricht in der Behandlung dem üblichen Kinofilm. Die Vorführung wird im allgemeinen in der Projektion erfolgen. Die dazu erforderlichen Apparaturen sind für das Eidophor-Verfahren (mit einem Ölschlierenbild) bereits durchentwickelt. Auch Verfahren kapazitiver Abtastung sind möglich.

Die amerikanischen Filme bestehen aus drei Schichten, die Mittelschicht ist leitend und dient zur Erzeugung statischer Kräfte, die die Reliefbildung unterstützen.

Ob nun dieses neue Verfahren alle übrigen verdrängen wird, steht noch nicht fest, auch eine magnetische bildmäßige Aufzeichnung hat noch gleiche Aussichten. Bei der heutigen Technik läßt sich auch ein Bildelement von $3 \times 3\,\mu m$, wahrscheinlich sogar $1 \times 1\,\mu m$ realisieren; gerade ihr kleiner Flächenbedarf je Bildelement ist der Hauptvorzug bei bildmäßigen Verfahren. Bei der heute üblichen Signalaufzeichnung, z. B. Ampex, wird je Sekunde für $5 \cdot 10^6$ Bildelemente eine Fläche von $2 \cdot 10^{10}\,\mu m^2$ benötigt, je Bildelement also rund $4 \cdot 10^3\,\mu m^2$.

Der Verfasser vermutet, daß neben einem verfeinerten Signalverfahren mit Schrägaufzeichnung für Fernsehzwecke als schnell zu realisierender Lösung sich die bildmäßigen Verfahren immer mehr für allgemeine Anwendung durchsetzen und am Ende dominieren werden.

Mehrnormenempfang bei TV-Überreichweiten

HANS KIECKBUSCH

In den Sommermonaten der letzten Jahre konnte häufig im Band I Überreichweitenempfang ausländischer TV-Sender beobachtet werden. Der gelegentliche Empfang ausländischer Sendungen nach der CCIR- oder der OIR-Norm ist nichts Außergewöhnliches mehr, während Überreichweitenempfang englischer und französischer Sendungen bis heute in ganz Europa nur sehr wenigen Amateuren gelungen ist. Die Ursache hierfür liegt sicher in den erheblichen Normunterschieden. So weichen besonders folgende drei Punkte von der bei uns benutzten CCIR-Norm ab:

1. die positive Bildmodulation,
2. die Zeilenfrequenz in England mit 10125 Hz und in Frankreich mit 20475 Hz und
3. der amplitudenmodulierte Ton.

Außerdem muß für den gleichzeitigen Bild-Ton-Empfang berücksichtigt werden, daß der Bild-Ton-Abstand in England 3,5 MHz und in Frankreich sogar 11,15 MHz beträgt. Hinzu kommt, daß in England immer und in Frankreich in den meisten Fällen der Bildsender frequenzmäßig über dem Tonsender

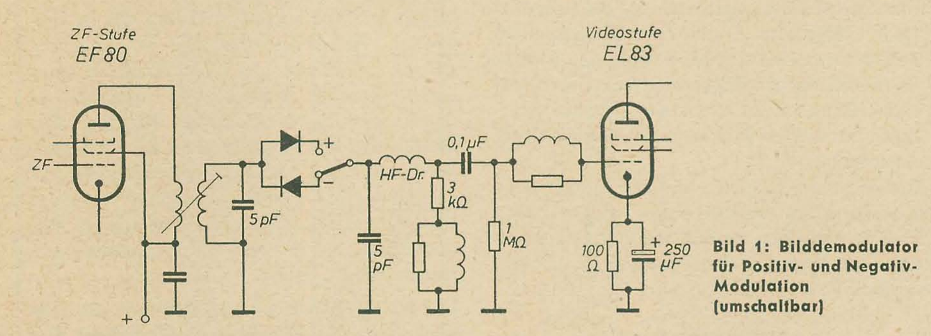


Bild 1: Bilddemodulator für Positiv- und Negativ-Modulation (umschaltbar)

liegt. Die sich hieraus ergebenden Betrachtungen über die Lage der Seitenbänder und überhaupt die verschiedenen Übertragungsbandbreiten bleiben im folgenden unberücksichtigt, da beim Empfang aller Normen unser üblicher ZF-Verstärker unverändert benutzt werden soll. Auch sind die Möglichkeiten, mit dem auf einem anderen Prinzip beruhenden französischen Rasterwechselimpuls eine stabile Vertikalsynchronisation zu erzielen, nicht erörtert, da auch mit der üblichen Integration eine wenn auch labile Synchronisation entsteht.
Am besten eignet sich für diese Zwecke ein möglichst im Band I durchstimmbarer hochempfindlicher Paralleltonempfänger mit Verstärkungsregelung von Hand. Die übliche Art der Tastregelung ist bei Positivmodulation völlig ungeeignet. Für den Mehrnormenempfang sind dann noch folgende Umschaltmöglichkeiten vorzusehen:

1. Umschaltung für Positiv- oder Negativmodulation.
Am einfachsten verwendet man zwei entgegengesetzt gepolte Dioden, die an den Arbeitswiderstand wechselseitig anschaltbar sind, und koppelt die Videostufe gleichstromfrei an. Dadurch wird die sonst erforderliche Umschaltung des Arbeitspunktes der Videoröhre vermieden, und die eingestellte Helligkeit bleibt bei der Umschaltung erhalten. Der Umschalter muß kapazitätsarm sein (Bild 1).

2. Umschaltung der Zeilenfrequenz. Als Zeilengenerator wurde ein katodengekoppelter Multivibrator mit den entsprechenden Umschaltmöglichkeiten versehen (Bild 2). Die Schalter $S_1 \cdots S_4$ sind mechanisch gekoppelt. S_1 dient zur Frequenzumschaltung, S_2 zur Umschaltung der Eigenresonanz des Schwungradkreises; mit S_3 und S_4 werden bei den verschiedenen Normen jeweils unterschiedliche Arbeits- und Ladewiderstände eingeschaltet. Letzteres ist erforderlich, da sich bei den einzelnen Zeilenfrequenzen stark abweichende Werte der Bildbreite und Hochspannung ergeben. Durch entsprechende Einstellung der dafür vorgesehenen Kleinstregler wird erreicht, daß bei der Umschaltung die Schwankung der Bildbreite und Hochspannung in Grenzen bleibt. Allerdings muß betont werden, daß es nicht ganz einfach ist, bei allen drei Zeilenfrequenzen in der Zeilenendstufe brauchbare Verhältnisse einzustellen, insbesondere bei der französischen Norm.

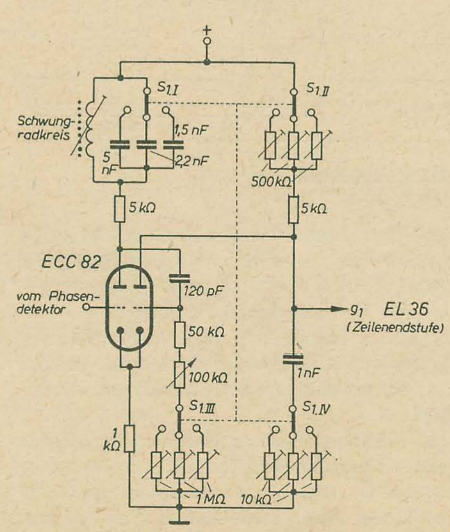


Bild 2: Zeilengenerator für 405, 625 und 819 Zeilen (umschaltbar)

3. Umschaltung AM — FM. Auf Grund der umgekehrten relativen Lage Bild — Tonträger ist normalerweise ein Tonempfang mit unseren Geräten unmöglich. Dem steht allerdings der Umstand

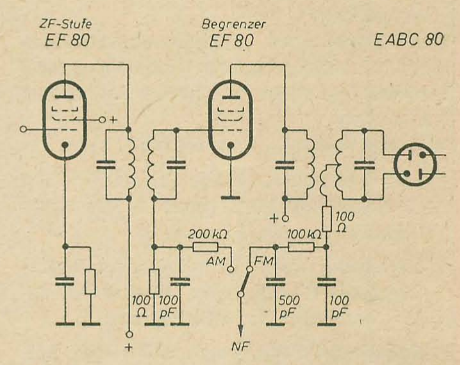


Bild 3: Tondemodulation für AM und FM (umschaltbar). [R der Gitterkombination = 100 kΩ statt 100 Ω.]

entgegen, daß bei Überreichweitenempfang meist mehrere Kanäle des entsprechenden Landes einfallen. So fällt bei Abstimmung des Paralleltonempfängers beispielsweise auf den Tonsender des Kanals 3 der BBC automatisch der 1,5 MHz tiefere Bildsender des Kanals 2 in den oberen geraden Teil der Bild-ZF-Durchlaßkurve und kann so empfangen werden. Speziell bei England-Empfang kommt man durch diesen Trick fast immer in den gleichzeitigen Genuß von Bild und Ton; gelegentlich auch zwischen den französischen Kanälen 1b und 2b mit 2 MHz Abstand von Bildträger 1 zu Tonträger 2. Die Umschaltung auf AM-Demodulation ist ganz einfach: Die NF wird nur statt vom Ratiodetektor über einen Entkopplungswiderstand von der Gitterkombination der Begrenzerröhre abgenommen (Bild 3).
Mit einem Eigenbaugerät und den beschriebenen Zusatzeinrichtungen konnten jeweils an mehreren Tagen innerhalb der Monate Mai ··· August in den Jahren 1957 ··· 1960 neben mehreren 625-Zeilen-Ländern auch englische und französische Fernsehsendungen über 1000 km hinweg einwandfrei empfangen werden, wie die ebenfalls mit diesem Gerät hergestellten Fotos in radio und fernsehen 14 (1960) beweisen. Der Empfang der beiden belgischen Normen ist ebenfalls möglich. Nach dem in vier Jahren beobachteten jährlichen Verlauf der Überreichweitenperiode läßt sich der Beginn für 1961 mit ziemlicher Wahrscheinlichkeit für Ende Mai voraussagen.

Ing. GERD FASSBENDER

Germanium-Flächengleichrichter

Fortsetzung von Heft 20 (1960)

Aus dem Diagramm Bild 14 kann nun mit Θ auf der Abszisse und $\tan\alpha$ als Parameter das Verhältnis $\frac{U}{\hat{u}} = x$ abgelesen werden. $\frac{U}{x} = \hat{u}$ ist dann der Scheitelwert der Wechselspannung und $\frac{\hat{u}}{\sqrt{2}} = U$ der Effektivwert, der an die Gleichrichterschaltung bei Einweggleichrichtung angelegt werden muß, um die gewünschte Gleichspannung zu erhalten.

Aus dem Diagramm Bild 15 kann jetzt noch die Welligkeit der Gleichrichterschaltung mit Θ auf der Abszisse und $\tan\alpha$ als Parameter abgelesen werden. Analoge Berechnungsbeispiele gibt es für Doppelweggleichrichtung, für Brückenschaltung (Grätzgleichrichtung) und für Spannungsverdopplungsschaltungen.

Die Bilder 16 und 17 zeigen die Belastungskurven von Einweggleichrichter- und Brückenschaltung mit und ohne Ladekondensator. Aus diesen Ausführungen geht hervor, daß der Innenwiderstand R_i der Gleichrichterschaltung den Wirkungsgrad dieser bestimmt. Durch die niederohmigen Germanium- und Siliziumgleichrichter ergeben sich demzufolge Verbesserungen gegenüber Selen- und Röhrengleichrichtern.

Einschaltstromstoß und notwendiger Schutzwiderstand

Bei einer außerordentlich niederohmigen Spannungsquelle wird ein Einschaltstromstoß von

$$I = \frac{U}{R_i} e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{U}{R_i} e^{-\frac{t}{R_i \cdot C_L}}$$

fließen. Im Zeitpunkt $t = 0$ wird demnach der Strom nur durch die Spannung und den Innenwiderstand des Gleichrichters bestimmt. Diese Einschaltstromstöße sind nicht zulässig, und man

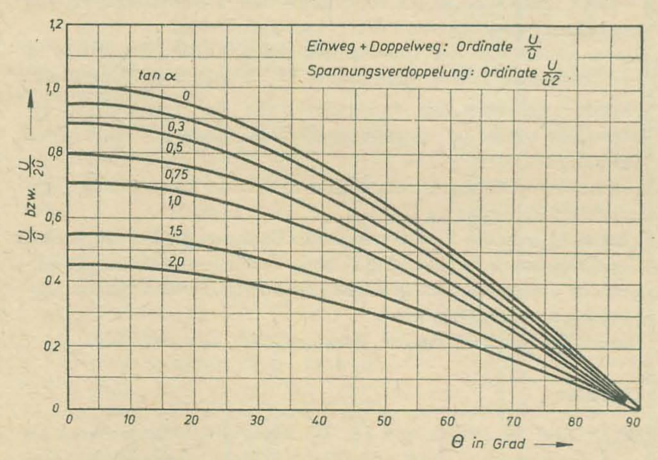


Bild 14: Zusammenhang von Gleichspannung U, Wechselspannung û und Stromflußwinkel Θ bei Netzgleichrichtern

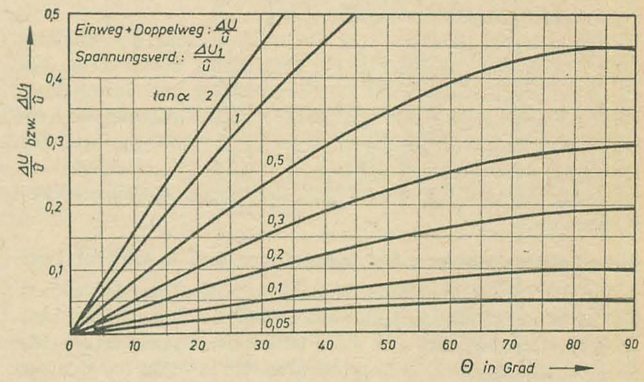
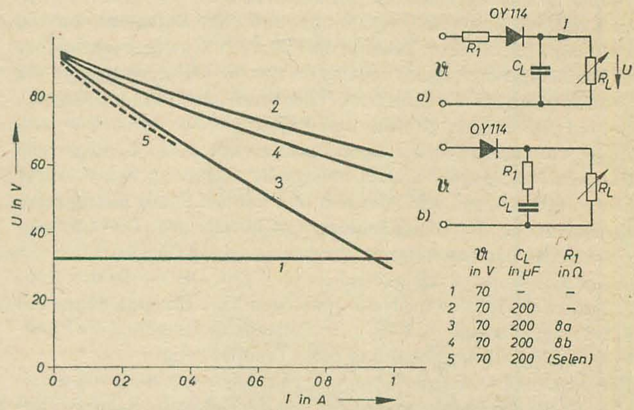
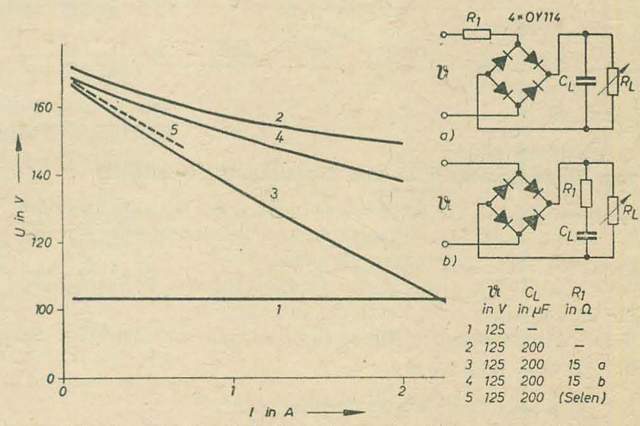


Bild 15: Zusammenhang von Welligkeit und Stromflußwinkel bei Netzgleichrichtern



$\mathfrak{U}$ in V	C_L in µF	R_1 in Ω
1 70	–	–
2 70	200	–
3 70	200	8a
4 70	200	8b
5 70	200	(Selen)

Bild 16: Spannungsverlauf als Funktion des Gleichstromes mit und ohne Schutzwiderstand R_1 bei vorhandenem Ladekondensator und der Spannungsverlauf bei einem äquivalenten Selengleichrichter (E 125/50—0,3)



$\mathfrak{U}$ in V	C_L in µF	R_1 in Ω
1 125	–	–
2 125	200	–
3 125	200	15 a
4 125	200	15 b
5 125	200	(Selen)

Bild 17: Spannungsverlauf als Funktion des entnommenen Stromes für Brückengleichrichtung mit und ohne Schutzwiderstand R_1 bei vorhandenem Ladekondensator und die Gegenüberstellung mit einem Selengleichrichter (B 125/100—0,6)

muß Sicherheitsmaßnahmen treffen, damit der vom Hersteller angegebene maximale Strom nicht überschritten wird.
Aus diesen Überlegungen heraus wird der Schutzwiderstand R_s und die Größe des maximalen Ladekondensators angegeben.
Der Schutzwiderstand ergibt sich zu $R_s = r_s + ü^2 r_{prim} + r_{AK} + R_1$.
Hierin bedeutet:
$r_{sek} + ü^2 r_{prim} = r_{gen}$, der Innenwiderstand der Spannungsquelle, in diesem Fall den des Transformators,
r_{AK} = Innenwiderstand des Gleichrichters beim Arbeitspunkt,
R_1 = Zusatzwiderstand.
Günstiger für die Spannung am Verbraucher ist es, wenn man den notwendigen Zusatzwiderstand R_1 in Reihe zum Ladekondensator legt. Wir gewinnen damit am Verbraucher eine höhere Spannung, ohne daß die Welligkeit wesentlich vergrößert wird. Zudem wird ja meist durch eine nachfolgende Siebkette der Wechselspannungsanteil der Gleichspannung auf ein notwendiges Minimum herabgesetzt. Hierzu geben die Bilder 16 und 17 eine Gegenüberstellung des Spannungsverlaufes für die verschiedenen Schaltungen des zusätzlichen Schutzwiderstandes.
Weiterhin ist zu beachten, daß durch die Ladung des Kondensators durch den Gleichrichter ein zusätzlicher Strom fließt. Bei Gleichrichterschaltungen mit Ladekondensator und Verwendung von Ge-Flächengleichrichtern ist daher eine Reduzierung des Verbraucherstromes vorzunehmen, wenn $C_L \geqq 0{,}25\, C_{Lmax}$ ist. Für Einweggleichrichtung soll dabei $I_{Last} < 0{,}9\, I_{AKmax}$, für Brückenschaltung dagegen $I_{AK} = 0{,}8\, I_{AKmax}$ der einzelnen Gleichrichterstrecken sein.

Sicherheitsmaßnahmen bei kapazitiver und induktiver Last

Außer der bereits erwähnten Reduzierung des Durchlaßstromes und dem notwendigen Schutzwiderstand bei kapazitiver Last (Ladekondensator) muß man die entstehenden Spannungsverhältnisse bei Einweggleichrichtern beachten. Im Leerlauf hat sich der Ladekondensator während der positiven Halbwelle nahezu auf den Scheitelwert der Spannung aufgeladen. Während der negativen Halbwelle summiert sich nun der negative Wert der Wechselamplitude mit der Kondensatorspannung, und diese Summenspannung steht am Gleichrichter. Deshalb darf man bei Einweggleichrichtern mit nachfolgendem Ladekondensator nur die halbe Nennspannung des Gleichrichters als Scheitelwert der Wechselamplitude anlegen.
Bei induktiver Last (Motore und Relais) werden durch Ein- und Ausschaltvorgänge Spannungsspitzen erzeugt, die u. U. die gleiche Phase wie die augenblicklich anliegende Spannung haben. Diese beiden Spannungen addieren sich und können damit die Spitzensperrspannung des Gleichrichters weit übersteigen. Diese Schaltspannungen kann man durch Überbrückung des Gleichrichters mit einem Kondensator weitgehend herabsetzen. Die Größe des Kondensators richtet sich nach den jeweiligen Verhältnissen. Man muß dabei noch beachten, daß die u. U. auftretende Resonanz die Funktionstüchtigkeit der Schaltung nicht beeinträchtigt.
Für unsere Gleichrichtertypen seien im folgenden noch die maximale Größe des Ladekondensators und die Größe des Schutzwiderstandes mit angegeben.

Typ	OY 110	OY 111	OY 112	OY 113	OY 114
max. Ladekondensator in μF	1000	1000	500	200	200
Schutzwiderstand R_s in Ω	2	5	8	10	15

Gegenüberstellung von Röhrengleichrichter und Germaniumgleichrichter

Im folgenden soll ein Vergleich zwischen einer Gleichrichterröhre UY 11 und einem Germaniumflächengleichrichter in einer Einweggleichrichterschaltung angestellt werden.
Zu diesem Zweck wird von den vorangegangenen Betrachtungen für die Auslegung eines Netzteiles ausgegangen.
Vorab werden folgende Werte für beide Gleichrichterarten als Bezugspunkt vorgegeben

$$I = 100 \text{ mA},\; C_L = 200\,\mu\text{F},\; U = 100 \text{ V}.$$

Der Innenwiderstand der Spannungsquelle, der ja erst nach Ermittlung der Belastung exakt bestimmt werden kann, wird mit $r_{gen} = 100$ angesetzt.

Gesucht werden die erforderlichen Trafospannungen und die Brummspannungen.
a) Für Einweggleichrichtung mit der UY 11 gilt mit einem Röhreninnenwiderstand von $R_{iR} = 120\,\Omega$

$$R_i = r_{gen} + R_{iR} = 100 + 120 = 220\,\Omega,$$

und damit:

$$\frac{I \cdot R_i}{U} = \frac{0{,}1 \cdot 220}{100} = 0{,}22\,.$$

Aus Bild 13 kann man damit $\Theta = 60°$ und

$$2\, C_L \cdot R_i \cdot f \cdot \tan\alpha = 0{,}072$$

ablesen.
Für $\tan\alpha$ ergibt sich:

$$\tan\alpha = \frac{0{,}072}{2\, C_L R_i\, f} = \frac{0{,}072}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 50} \approx 0{,}02\,.$$

Aus Bild 14 ergibt sich mit diesem Wert und mit $\Theta = 60°$ ein

$$\frac{U}{\hat{u}} = 0{,}5\,.$$

Der Effektivwert der Wechselspannung wird somit:

$$U_{eff} = \frac{U}{0{,}5\,\sqrt{2}} = \frac{100}{0{,}5\,\sqrt{2}} = 140 \text{ V}\,.$$

Die Brummspannung ermittelt sich aus Bild 15 zu

$$\frac{\Delta U}{\hat{u}} < 0{,}05\,.$$

Es ist somit $U_{Br.\,spitz.} < 10$ V.
b) Für einen noch zu bestimmenden Germaniumflächengleichrichter wird der Innenwiderstand $R_{iG} = 10\,\Omega$ angesetzt.
Damit wird:

$$R_i = r_{gen} + R_{i_G} = 100 + 10 = 110\,\Omega,$$

und damit:

$$\frac{I \cdot R_i}{U} = \frac{0{,}1 \cdot 110}{100} = 0{,}11\,.$$

Aus Bild 13 wird $\Theta = 51°$ und

$$2\, R_i \cdot C_L \cdot f \cdot \tan\alpha = 0{,}062$$

entnommen.
$\tan\alpha$ ergibt sich zu

$$\tan\alpha = \frac{0{,}062}{2 \cdot 200 \cdot 10^{-6} \cdot 110 \cdot 50} \approx 0{,}03\,.$$

Aus Bild 14 wird mit $\Theta = 51°$ und tan = 0,03

$$\frac{U}{\hat{u}} = 0{,}65\,.$$

Der Effektivwert der Wechselspannung wird somit:

$$U_{eff} = \frac{100}{0{,}65\,.\,\sqrt{2}} = 109 \text{ V}.$$

Der Spitzenwert ergibt sich zu 154 V. Wegen der verwendeten Einwegschaltung muß man also eine Spitzenspannung von ~310 V ansetzen. Es ist demzufolge eine Reihenschaltung von zwei Flächengleichrichtern OY 114 zu verwenden.
Dabei ändert sich der Innenwiderstand der Gleichrichterstrecke um den Faktor 2, d. h. man müßte R_{i_G} in obiger Rechnung vergrößern. Da aber der Innenwiderstand der Spannungsquelle wesentlich größer ist, kann man obige Rechnung als hinreichend genau ansehen.
Die Brummspannung wird aus Bild 15 und der bereits oben angewendeten Rechnung zu $U_{Br.\,spitz.} < 6{,}0$ V ermittelt.
Vergleicht man die Effektivwerte der Spannungen bei den beiden Gleichrichterarten, so erkennt man, daß bei Germaniumgleichrichtern eine wesentlich geringere Spannung für eine gleiche Ausgangsleistung benötigt wird.
Daraus ist ein günstigerer Wirkungsgrad unverkennbar.

Literatur

[1] Dr. Ing. H. Rhode und Dr. W. Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter; Akademische Verlagsgesellschaft Leipzig 1941

Fachtagung HALBLEITERBAUELEMENTE

Am 3. und 4. November 1960 fand in Jena eine Tagung statt, die vom Fachausschuß „Bauelemente der Nachrichtentechnik" der Kammer der Technik in Zusammenarbeit mit dem Fachvorstand Elektrotechnik des Bezirkes Gera veranstaltet wurde.
Die Tagung stand unter dem Motto: Standardisierung, Qualitätsverbesserung und Forderungen. Die zunehmende Bedeutung dieser Fachtagungen zeigte sich nicht zuletzt in der großen Teilnehmerzahl.
Nach Begrüßung der Tagungsteilnehmer durch den Vorsitzenden des Fachverbandes Elektrotechnik, Dipl.-Ing. Günther, Jena, wurde die Fachtagung eröffnet. Die einzelnen Referate wurden durch Lichtbilder ergänzt. Nachstehend wird eine kurze Inhaltsangabe der einzelnen Referate wiedergegeben. Wir machen unsere Leser darauf aufmerksam, daß die Referate in der ungekürzten Form in der „Nachrichtentechnik" Heft 2 (1961) veröffentlicht werden.

Prof. Dr. Falter, Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Internationaler Stand der Standardisierung von Halbleiterbauelementen

Das Referat vermittelte einen Überblick über die Standardisierung von Halbleiterbauelementen im europäischen Maßstab, in den sozialistischen Ländern und in der DDR. Es wurde besonders auf die Notwendigkeit der ökonomischen Entwicklung der Standardisierung sowie die daraus entstehenden Aufgaben für die Kammer der Technik hingewiesen. Ein wesentlicher Punkt des Referates ist der Hinweis auf die Neugestaltung der Produktion durch eine moderne Technik (oft zitiert, aber nur sehr schwer durchführbar). Bereits bei der Entwicklung muß die folgende Produktion beachtet und unterstützt werden. So ist bei der Normung und Standardisierung der Halbleiterbauelemente auf die Festlegung der Einheiten und Symbole zu achten. Dazu gehört außerdem die Bearbeitung von entsprechenden TGL-Entwürfen, die den Typ des Bauelementes kennzeichnen, und die Standardisierung der Produktionsmittel.
Prof. Dr. Falter forderte in seinem Referat eine aktivere Mitarbeit an den Problemen der Standardisierung und wies auf die große Bedeutung dieses Komplexes hin.

Dipl.-Phys. Schleicher, VEB Keramische Werke, Hermsdorf

Eigenschaften und Anwendung der temperaturabhängigen oxydischen Halbleiterwiderstände

Die temperaturabhängigen Halbleiterwiderstände (Thermistoren) werden auf allen Gebieten der Technik in zunehmendem Maße verwendet.
Durch neue Werkstoffe wurden Thermistoren entwickelt, die wesentlich verbesserte Eigenschaften aufweisen. Im Referat wurde auf den Temperaturkoeffizienten, die Toleranz, die Temperaturstabilität und die Alterung der neuen Typen eingegangen und auf weitere Neuentwicklungen hingewiesen, die 1961 in die Produktion übernommen werden. Sie erschließen neue Möglichkeiten für die gerätebauende Industrie. So werden beispielsweise Thermistoren mit sehr kleinem negativem Temperaturkoeffizienten, die für Tieftemperaturmessungen bestimmt sind, hergestellt. Für die Fälle, in denen hohe Impuls- und Temperaturbelastungen auftreten, sind Dämpfungswiderstände bestimmt, die zunächst Widerstandswerte zwischen $1 \cdots 50\ \mathrm{k\Omega}$ besitzen.

Ing. Franke, VEB Keramische Werke, Hermsdorf

Eigenschaften und Anwendung der spannungsabhängigen Halbleiterwiderstände

Ähnlich wie Thermistoren erlangen die Varistoren immer zunehmendere Bedeutung. Varistoren sind nichtlineare Bauelemente, deren elektrischer Widerstand im wesentlichen von der anliegenden Spannung abhängt.
Das Referat behandelte u. a. die Einführung und Eigenschaften des Siliziumkarbids, die Änderung der Kenndaten in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur und die Umgestaltung der einzelnen Typen im Rahmen der Standardisierung.
Bei den Varistoren für niedrige Spannungen wird das Angebot erweitert.

Ing. Hoffmann, VEB Carl Zeiss, Jena

Fotovervielfacher, Eigenschaften und Anwendung in Forschung und Technik, insbesondere unter Berücksichtigung des Chemieprogrammes

Das Referat gliederte sich in drei Gruppen:

1. Funktion des Sekundärelektronen-Vervielfachers (SEV). Gegenüberstellung zur Fotozelle, Empfindlichkeit und Rauschprobleme.
2. Anwendung, Fotometrie und Kernphysik für Meß- und Regelzwecke, wobei für das Chemieprogramm die fotometrischen Messungen im Vordergrund standen.
3. Typisierung von SEV, hierbei wurde auf die Vorteile der Typenreihe M 12 F für den Verbraucher und den Produzenten eingegangen.

Das Referat ließ besonders klar erkennen, daß auf diesem Gebiet die Typisierung erhebliche Vorteile gebracht hat.

Dipl.-Phys. Schmeier, VEB Carl Zeiss, Jena

Germaniumfotodioden

Der Beitrag behandelte die physikalischen Grundlagen und Konstruktionsrichtlinien der Fotodioden. Hierbei wurde auf die Funktionsmerkmale, wie spektrale Empfindlichkeit, Frequenzabhängigkeit, Stromspannungskennlinien, Temperaturabhängigkeit, Zeitkonstante und Rauschen, eingegangen. Eine Gegenüberstellung von Fotowiderstand, Fotozelle und Fotodiode vermittelte eine Übersicht über die wichtigsten Eigenschaften dieser Bauelemente. Auf die Typisierung wurde näher eingegangen.

Ing. Faßbender, VEB Halbleiterwerk, Frankfurt (Oder)

Lebensdauerfragen und Streuwerte in der Produktion von Transistoren

Die Ausführungen bezogen sich im wesentlichen auf Lebensdaueruntersuchungen an Germanium-Transistoren. Dabei war die Hauptaufgabe die Erfassung der Frühausfälle beim Hersteller. Aus den Lebensdauermessungen ergaben sich weiterhin das zeitliche Verhalten für statistische und dynamische Transistorkenngrößen über etwa 5000 Std.
Für die Transistoren OC 811 ··· 813, OC 821 ·· 823 aus der Fertigung des HWF wurden erstmalig Streubreiten für Transistorkenngrößen in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt gezeigt.
Im Hinblick auf die Standardisierung wurde auf die neuen Transistoren OC 824 ··· 829 unter Berücksichtigung der quantitativen und qualitativen Forderungen hingewiesen.
Auf die Stabilisierung und Qualitätsverbesserung der Bauelemente durch einfache Alterung, elektrische Dauerlast und Temperaturbelastung wurde ebenfalls eingegangen.

Dipl.-Ing. Paul, TH Dresden, Institut für Allgemeine Elektrotechnik

Exemplarstreuungen von Halbleiterbauelementen

Zur Erklärung der Exemplarstreuungen dynamischer Transistorkennlinien wurde der Einfluß verschiedener im physikalischen Ersatzschaltbild enthaltener Größen auf die grundschaltungsabhängigen Vierpolparameter untersucht. Zahlreiche technologisch bedingte Ursachen können zu Streuungen führen.
Bei der Massenfertigung von Transistoren treten notwendigerweise zwei Probleme auf, mit denen sich Anwender und Hersteller gleichermaßen auseinanderzusetzen haben: Das eine ist die spezielle Fertigung eines Transistortyps, dessen Kenndaten meist schaltungsbedingten Forderungen genügen sollen. Das andere Problem liegt in der Verarbeitung und Kennzeichnung der bedingten Fertigungsstreuungen. Die Fertigungsstreuung ist so klein wie wirtschaftlich vertretbar zu halten.
Der Beitrag wurde durch zahlreiche Kurven und mathematische Abhandlungen ergänzt.

Ing. Bottke, Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Transistorendstufen kleiner Leistung in B-Betrieb

Grundlegende Dimensionierungsfragen von transistorbestückten Endstufen wurden be-

handelt. Außer der relativ hohen Sprechleistung sowie der geringen Batteriebelastung wurden kurz die Kühlprobleme erörtert.
Aufgabe des Transistorentwicklers ist es, gewisse Grenzwerte derTransistordaten aufeinander abzustimmen. So sollte der maximal zulässige Wert des Kollektorsperrstromes in einem bestimmten Verhältnis zur maximalen Kollektorverlustleistung stehen. Der Referent führte den Begriff der kritischen Batteriespannung ein und verglich verschiedene Transistortypen miteinander.
Untersuchungen über die Aussteuerung von B-Endstufen mit Sprech- und Musikschwingungsgemischen zeigten, daß sich für die Dimensionierung von Endstufen gegenüber der allgemein üblichen Betrachtung bei sinusförmiger Aussteuerung keine wesentlichen Analogien ergeben.

Dr. Köhler, Institut für Halbleitertechnik, Teltow

Bistabile Bauelemente

Vierschichtdioden besitzen einen Kennlinienverlauf, der etwa dem von Glimmdioden entspricht, jedoch mit stark abweichenden Spannungswerten. Das bistabile Verhalten von Vierschichtdioden kann man sich am einfachsten erklären, wenn man von der Kombination eines pnp-Transistors mit einem npn-Transistor ausgeht. Nach der physikalischen Erklärung der Wirkungsweise von Vierschichtdioden wurde das Legierungs-Diffusionsverfahren kurz erklärt. Vierschichtdioden eignen sich besonders für Impuls- und Sägezahngeneratoren, für bistabile Speicherstufen und ähnliche Anwendungen. Bei diesem Beitrag handelte es sich um ein Entwicklungsthema.

K. Belter

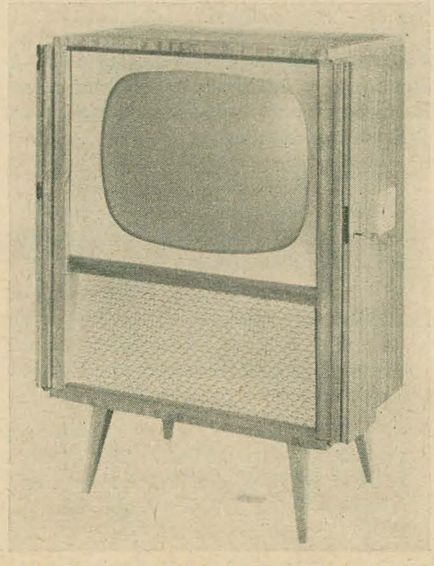
Wir lernten kennen:

TV-Empfänger „Record 2"

Bereits äußerlich beeindruckt das neue RAFENA-Gerät durch seine moderne und schlichte Gehäuseausführung. Die Gehäuse variieren zwischen ganz hellen, mittleren und dunklen Farbtönen. Der große Bildschirm der 53-cm-Bildröhre nimmt fast die Gesamtfläche der Vorderseite ein. Trotz des großen Bildschirmes sind die Gehäuseabmessungen relativ klein, so beträgt beispielsweise die Gehäusetiefe nur 41,5 cm. Diese verhältnismäßig geringe Bautiefe wurde durch die 110°-Ablenktechnik erreicht. Das Gerät kann wahlweise als Tisch- oder als Standgerät verwendet werden. Zum Versand werden die Füße und eine Zwischenplatte abgenommen und am Aufstellungsort je nach Wunsch zusammengefügt.
Zwei Lautsprecher strahlen den Ton nach der linken und rechten Seite ab, während ein dritter Lautsprecher nach vorn in Richtung des Fernsehteilnehmers strahlt. Die Tonwiedergabe ist als sehr gut zu bezeichnen.
Gegenüber den anderen RAFENA-Typen ist der Aufbau schon weitgehend in einzelne Baugruppen aufgegliedert. So ist der größte Teil der zu einer Baugruppe gehörenden Widerstände auf Lötleisten zusammengefaßt und tauchgelötet.
Nachfolgend sind die besonderen Vorzüge des TV-Empfängers kurz genannt:

1. 53-cm-Bildröhre mit 110°-Ablenkwinkel
2. automatische Feinabstimmung, die Abstimmung kann jedoch auch von Hand vorgenommen werden
3. Bandfilterzwischenfrequenz
4. regelbarer Klarzeichner
5. automatische Bildbreitenregelung
6. getrennte Höhen- und Tiefenregelung
7. für den Reparaturdienst herausklappbares Chassis

Während der Erprobung wurde besonders die automatische Feineinstellung beobachtet. Sie arbeitet wirklich zufriedenstellend ... Fahnenbildungen und Bildverwaschungen sowie schlechte Tonqualität können nun nicht mehr durch schlechte Einstellung der Feinabstimmung vorkommen. Die Röhrensysteme und die Nachstimmdiode der automatischen Feinabstimmung regeln unabhängig von Netzschwankungen die Oszillatorabstimmung ständig auf den richtigenWert. Es ist also immer die optimale Bildeinstellung vorhanden.
Die Bildauflösung liegt bei etwa 5 MHz.
In der neueren Rekordserie ist noch zusätzlich die Automatik abschaltbar und je nach Bedarf auch von Hand zu regeln. Durch diese Handregelung kann die Lage des Bildträgers auf der Nyquistflanke verändert werden. Dies kann in Gebieten mit ungünstigen Empfangsverhältnissen von Vorteil sein.



TV-Empfänger „Record 4" (der „Record 2" in Schrankausführung heißt „Record 4")

Beim bandfiltergekoppelten ZF-Verstärker liegen die wesentlichsten Vorteile in der relativ hohen Nachbarkanalselektion begründet. Trennschärfeschwierigkeiten, die auf Grund des engen Fernsehsendernetzes vorkommen, werden dadurch weitgehend gemindert.
Bildfehler, die durch Verluste auf dem Übertragungswege entstehen, können mit dem regelbaren Klarzeichner ausgeglichen werden.
Die Bildbreitenautomatik arbeitete ebenfalls zufriedenstellend. Bei normalen Netzspannungsschwankungen veränderte sich die Bildbreite nicht. Ein Einstellen der Bildbreite ist also nicht erforderlich.

Was gibt es beim „Record 2 bzw. 4" noch zu verbessern!

1. Beim Abschalten des TV-Empfängers machte sich auf dem Bildschirm ein heller Punkt — der sogenannte Nachleuchtfleck — bemerkbar. Nach einiger Zeit wird die Lichtintensität geringer und der Punkt verschwindet schließlich ganz.
Dieses Kriterium kann, wenn der Leuchtfleck sehr intensiv und klein ist, unter Umständen ein Einbrennen im Bildschirm hervorrufen. Ist der Leuchtfleck diffus, so ist dieser für den Bildschirm zwar ungefährlich, beunruhigt aber trotzdem den Besitzer eines TV-Empfängers.
Wie wäre es hier mit einer Nachleuchtfleck-Unterdrückung? Durch eine einfache Schaltung könnte doch die restliche Hochspannung — die praktisch den Leuchtfleck aufrechterhält — vernichtet werden.

2. In der Kundendienstanleitung steht u. a.: Der Einstellregler R_{170}, 250 kΩ, ist in Reihe mit dem Helligkeitsregler geschaltet. Dieser Regler ist im Werk so eingestellt worden, daß der Strahlstrom der Bildröhre ohne Kontrast 400 μA nicht übersteigen kann.
Wir sind jedoch der Meinung, daß es sich hier um keine echte Strahlstrombegrenzung handelt. Wird der Kontrast noch zusätzlich verstärkt, so dürfte sich ebenfalls der Strahlstrom erhöhen. Es besteht also durchaus die Möglichkeit, daß bei weit aufgedrehtem Kontrast- und Helligkeitsregler die Bildröhre durch zu hohen Strahlstrom überlastet werden kann. Vielleicht sollte man in der Katodenleitung der Bildröhre eine entsprechende Strahlstrombegrenzung (Diode, Kondensator und Widerstand) einbauen.

3. Wird der TV-Empfänger eingeschaltet, so dauert es geraume Zeit, bis das Bild sichtbar wird. Die Tonwiedergabe setzt jedoch wesentlich früher ein. Wird der Lautstärkeregler nun weit aufgedreht, so ist ein störendes Brummen im Lautsprecher hörbar. Es handelt sich offenbar um das Anheizbrummen. Hier sollte vielleicht die Verstärkung einer NF-Stufe etwas herabgesetzt werden, um das Brummen zu unterdrücken.
Ungeachtet dieser kleinen Mängel — die die Funktion des TV-Empfängers nicht beeinträchtigen — können wir sagen: Der Testversuch mit dem Record 2 ergab wirklich zufriedenstellende Ergebnisse. Der zukünftige Besitzer wird viel Freude an diesem Gerät haben.

K. Belter

HF-Baustein für einen Amateur-Doppelsuperhet Teil 1

Dr.-Ing. HERBERT HENNIGER, DM 2 BJO
HAGEN HENNIGER, DM 3 VHO

Für einen erfolgreichen Funkverkehr ist auch für den Amateur ein leistungsfähiger Empfänger eine wichtige Voraussetzung. Gewiß soll der Anfänger sich zunächst mit dem Bau einfacher Geradeaus- oder Einfach-Überlagerungsempfänger die notwendigen Erfahrungen im Empfängerbau und im Empfangsbetrieb erarbeiten, jedoch wird der strebsame Amateur sehr bald die Nachteile dieser Empfangseinrichtungen erkennen und das Ziel haben, seine Station mit einem Gerät höherer Leistungsfähigkeit auszurüsten. Der folgende Beitrag soll eine Anregung und Hilfe für den Aufbau einer verbesserten Amateur-Empfangsanlage darstellen.

Größere funktechnische Anlagen werden zweckmäßigerweise in Form von einzelnen Baueinheiten ausgeführt, die dann in einem gemeinsamen Gestell oder Chassis zu einer betrieblichen Einheit zusammengefaßt werden können. Diese Bauweise erleichtert nicht nur die Übersicht für Anfertigung und Reparatur, sondern ist auch für den Amateur im Hinblick auf laufende Veränderungen und Ergänzungen von wesentlicher Bedeutung.
Bei Transponierungsempfängern kennt man bekanntlich mindestens drei Schaltgruppen mit untereinander verschiedenen Frequenzgebieten, den HF-Eingangs- und Mischkopf, das ZF-Teil mit Demodulation, Regeleinrichtung und ZF-Überlagerer bei Empfang tonloser Telegrafie bzw. Trägerzusatz bei SSSC-Empfang (Single Sideband Suppressed Carrier) und schließlich das NF-Teil mit NF-Tonselektionseinrichtungen. Handelt es sich um einen Superhet mit Mehrfachüberlagerung, so kommt für jede weitere Transponierung ein weiteres Misch- und ZF-Teil hinzu.
Als erste Einheit eines Doppelsuperhets, der sich in seinem experimentellen Aufbau bewährt hat, soll hier der HF-Eingangs- und Mischkopf, kurz HF-Baustein genannt, näher beschrieben werden, so daß er vom handwerklich einigermaßen geübten Amateur mit guten HF-technischen Grundkenntnissen relativ leicht nachgebaut werden kann.

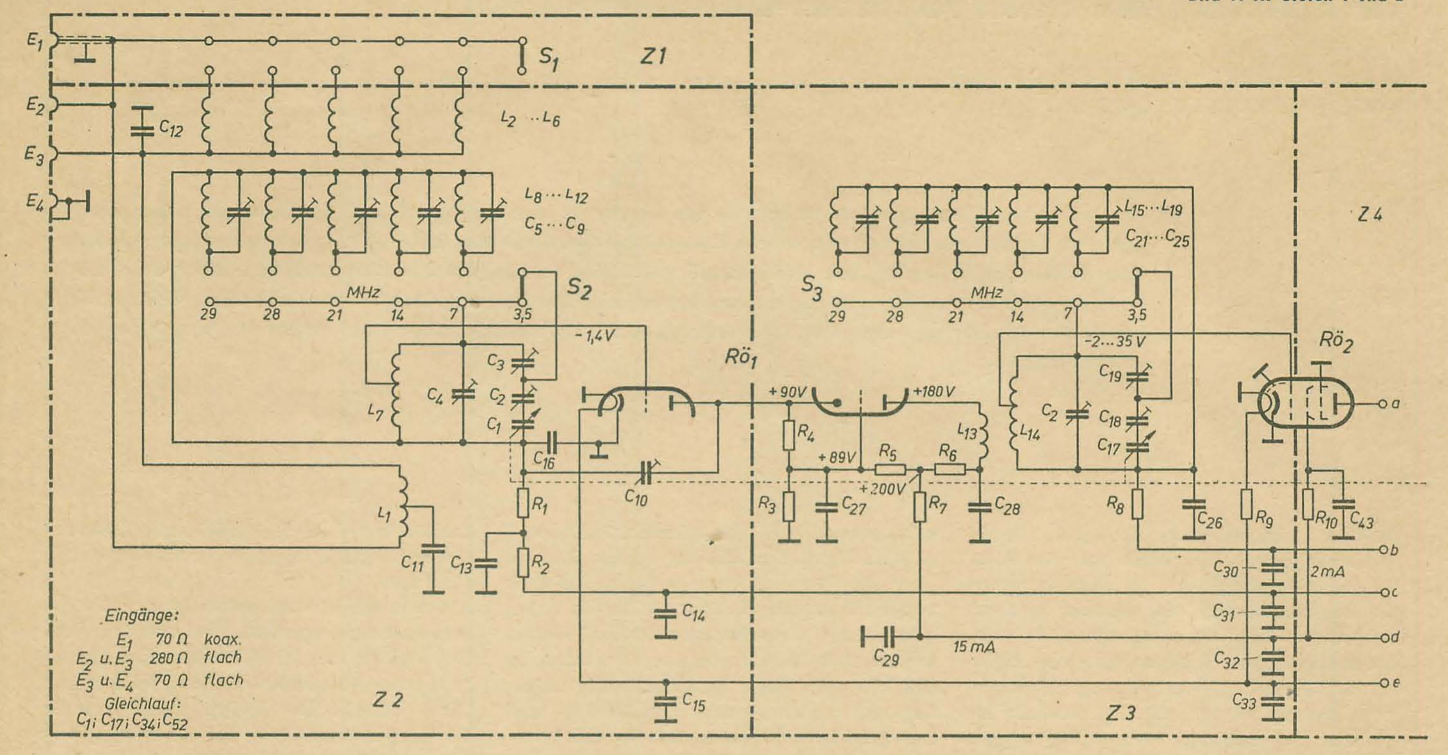
Elektrischer Aufbau

Der elektrische Aufbau sieht zwei HF-Stufen $Rö_1$ und $Rö_2$, eine Mischstufe $Rö_3$ und einen davon getrennten Oszillator $Rö_4$ vor (Bilder 1 und 2). Der Eingang des Kopfes ist für 70-Ω-Koaxialkabel (Buchse 1), 280-Ω-Flachbandkabel symmetrisch (Buchse 2 und 3) und 70-Ω-Flachbandkabel unsymmetrisch (Buchse 3 und 4) vorgesehen. Als Symmetrierkondensator für den 280-Ω-Eingang dient C_{12} (Ausgleich der Kapazität der Koaxial-Buchse 1). Durch geeignete Umdimensionierung der Koppelspulen $L_1 \cdots L_6$ läßt sich jedoch leicht auch ein anderer gewünschter Eingangswiderstand herstellen. Als Eingangsfrequenzen sind die Amateurbänder

80,0-m-Band	3,5 ··· 3,8	MHz
40,0-m-Band	7,0 ··· 7,3	MHz
20,0-m-Band	14,0 ··· 14,35	MHz
15,0-m-Band	21,0 ··· 21,45	MHz
10,5-m-Band	28,0 ··· 28,8	MHz
10,0-m-Band	28,8 ··· 29,7	MHz

vorgesehen. Die Bänder 3,5 MHz, 7 MHz und 14 MHz überdecken bis auf wenige Prozent ihrer Bandbreite die gesamte Skala. Auf dem 21-MHz-Band können über die für den Amateurverkehr vorgesehenen 450 kHz hinaus weitere etwa 330 kHz empfangen werden, so daß hier auch einige Rundfunksender aufgenommen werden können. Der 28-MHz- und 28,8-MHz-Bereich (das in 10,5-m- und 10-m-Band unterteilte 28-MHz-Band) gestatten zusammen den Empfang eines Frequenzbereiches von 2 MHz anstelle von 1,7 MHz. Diese beiden Bereiche können damit vorteilhaft als erste ZF für den mit festen Oszillatoren ausgerüsteten Konverter der 2-m-Bänder (144 bis 146 MHz, und 146 ··· 148 MHz) verwendet werden. Das Band von 26,96 ··· 27,23 MHz (11-m-Band), für das nach der VO Funk Genf 1959 eine sekundäre Zuteilung für den Amateurverkehr möglich ist, wurde nicht vorgesehen, kann jedoch ohne Schwierigkeiten eingebaut werden.
Ausgehend von dem Gedanken eines gewissen Bedienungskomforts, wird die Umschaltung der sechs Bänder mit keramisch isolierten Stufenschaltern zu je sechs Stellungen durchgeführt. Die benötigten sechs Stufenschalterebenen $S_1 \cdots S_6$ sind in fünf hintereinander liegenden Zellen $Z_1 \cdots Z_5$ untergebracht und mittels einer durchgehenden Welle miteinander mechanisch gekuppelt. Die erste Zelle Z_1 enthält lediglich die Schalterebene S_1, mit der die bereits in Zelle Z_2 befindlichen Spulen $L_2 \cdots L_6$ zur Hauptkoppelspule L_1 parallelgeschaltet werden. Durch die Abschirmung von S_1 werden unkontrollierbare kapazitive Streuungen der Antenne auf den Eingang des Empfängers vermieden. L_1 trägt eine über C_{11} auf Nullpotential liegende Mittelanzapfung und befindet sich auf der 3,5-MHz-Eingangsspule L_7.
In der Zelle Z_2 befindet sich die Schalterebene S_2, mit der die Spulen $L_8 \cdots L_{12}$ für den Empfang des 7-MHz- ··· 29-MHz-Bandes parallel zur 3,5-MHz-Kreisspule L_7 geschaltet werden können. Für den Empfang des 3,5-MHz-Bandes selbst dient L_7 ohne Parallelspule, der Verkürzungskondensator C_3 wird in der entsprechenden Stellung der Schalterebene S_2 kurzgeschlossen, so daß die Variation des Abstimmkondensators C_1 lediglich mit dem Verkürzungskondensator C_2 in Reihe das relativ breite 3,5-MHz-Band erfaßt. $C_4 \cdots C_9$ sind Trimmerkondensatoren und dazu bestimmt, mittels der durch HF-Eisen abstimmbaren Spulen $L_7 \cdots L_{12}$ Gleichlauf mit den auf den ersten Kreis folgenden Kreisen herstellen zu können.
Als erste HF-Verstärkerstufe ist eine Kaskodenschaltung vorgesehen, und zwar mit dem Typ PCC 88, um das Röhrenrauschen niedrig zu halten (äquivalenter Rauschwiderstand 250 ··· 300 Ω). Der P-Typ wurde anstelle des E-Typs gewählt, da für die heizungsverdrosselte Oszillatorröhre $Rö_4$ ohnehin eine Heizspannung von 7 V notwendig ist. Die Anpassung der Antenne an den Eingangskreis wurde unter Berücksichtigung der optimalen Rauschanpassung vorgenommen [1]. Zur Anpassung des Eingangswiderstandes der Kaskode an den ersten Kreis ist bei L_7 eine geeignete Anzapfung vorgesehen. Von einer Anpassung des Innenwiderstandes der ersten Triode der Kaskode (Größenordnung einige kΩ) an den niedrigen Eingangswiderstand der zweiten Triode (Größenordnung 100 Ω) mittels π-Filter wurde zunächst abgesehen, um eine Schwingneigung der ersten HF-Stufe sicher zu unterdrücken. Es erscheint jedoch geraten, wenigstens für das 10,5-m- und 10-m-Band ein solches Filter vorzusehen, das unter Berücksichtigung der Röhren- und Streukapazitäten nach den von Collinsfilter her bekannten Methoden dimensioniert werden kann. C_{10} und C_{16} bilden mit der Anoden-Gitterkapazität und der Gitter-Katodenkapazität eine Neutralisationsbrücke und dienen zur optimalen Minderung des Rauschens [2]. Die Bauelemente R_1, R_2, C_{13} und C_{14} dienen in üblicher Weise der Zuführung einer negativen Gittervorspannung. Die Siebkondensatoren C_{13} und C_{14} sind zweckmäßig als Durchführungskondensatoren durch die Zellentrennwand zwischen Z_2 und Z_3 auszuführen.
Die Sockelanschlüsse des zweiten Teiles der Kaskode $Rö_1$ befinden sich bereits in Zelle Z_3, dort sind auch die für die richtige Einstellung der Spannungen notwendigen Widerstände $R_3 \cdots R_7$ und die Entkopplungsblocks C_{27} bis C_{29} untergebracht. Die für die Röhre $Rö_1$ notwendigen Spannungen und Ströme sind im Schaltbild angegeben. Wird der vorgesehenen festen negativen Gittervorspannung des ersten Steuergitters der Kaskode eine veränderliche negative Vorspannung überlagert (Handregelung oder Automatik), so stellt sich automatisch auch am zweiten Steuergitter die richtige negative Vorspannung ein. Es handelt sich bei der Schaltung ja um eine Brücke. Die beiden Kaskodenhälften bilden zusammen mit

Bild 1: HF-Stufen 1 und 2



R_6 den einen Brückenarm, die Widerstände R_3 und R_5 den anderen. Am Brücken-„Null-zweig" R_4 bildet sich je nach Vorspannung (d. h. Widerstand) der ersten Kaskodenhälfte eine Vorspannung der zweiten Kaskodenhälfte aus (in der Schaltung 89 V — 90 V = — 1 V). Ähnliches gilt für die Balance der Schaltung bei Anodenspannungsschwankungen. Maßgebend für die minimal zulässige Vorspannung des ersten Steuergitters ist der Kaskodenstrom, der 15 mA nicht wesentlich überschreiten darf. Die Spule L_{13} sorgt für die Ankopplung und richtige Anpassung des relativ niedrigen Ausgangswiderstandes der Kaskode PCC 88 an den folgenden Kreis. Dieser zweite Vorselektionskreis ist entsprechend dem ersten aufgebaut; die Schaltelemente entsprechen einander völlig. Ebenso entsprechen die Parallelspulen $L_{15} \cdots L_{19}$ den Spulen $L_8 \cdots L_{12}$ der ersten Vorselektion sowie die Kondensatoren $C_{21} \cdots C_{25}$ den Trimmern $C_5 \cdots C_9$. Die Umschaltung wird mit der sich in der Zelle Z_3 befindenden Schalterebene S_3 vorgenommen. Die Abstimmkondensatoren C_1 und C_{17} sowie die in Zelle Z_4 und Z_5 folgenden C_{34} und C_{52} sitzen auf einer Welle und können tandemmäßig im Gleichlauf bewegt werden. Als zweite HF-Verstärkerröhre Rö₂ ist eine Regelröhre EF 85 vorgesehen. Die Regelspannung wird über R_8 unter Abblockung mit C_{30} zugeführt. In der Heizleitung ist für diese Röhre ein kleiner Widerstand R_9 von 2,3 Ω vorgesehen, der die Differenzspannung von 7 V gegenüber 6,3 V aufnimmt. Würde als Kaskode an Stelle der Röhre PCC 88 der Typ ECC 88 verwendet werden, so müßte auch bei Rö₁ bereits ein Heizwiderstand vorgesehen werden, der dann etwa 2,1 Ω haben müßte. Die Belastbarkeit der Heizwiderstände darf nicht kleiner als 0,25 W sein. Da Widerstandswerte von 2,3 bzw. 2,1 Ω nur schwierig im Handel zu haben sind, wickelt man sich diese mit passendem Widerstandsdraht auf einen 0,5 W- oder 0,25 W-Körper mit hochohmiger Schicht. Die Blockkondensatoren $C_{30} \cdots C_{33}$ sind wieder als Durchführungskondensatoren auszubilden.

Die Sockelanschlüsse des Ausganges der Röhre Rö₂ befinden sich bereits in Zelle Z_4. Der dritte Selektionskreis ist entsprechend dem ersten und zweiten aufgebaut. Zur Ein- und Auskopplung wird geeignet angezapft. Die Anodenspannung für Rö₂ wird über R_{13} zugeführt. Die Mischröhre Rö₃ ist galvanisch durch die Kondensatoren C_{44} und C_{45} vom Kreis getrennt. Über R_{11} wird eine Vorspannung von —0,8 ··· —2 V zugeführt. Diese Spannung entspricht etwa der negativen Vorspannung des ersten Gitters von Rö₁ und wird daher der gleichen Spannungsquelle entnommen. Die minimal zulässige Gittervorspannung von Rö₃ ist dadurch gegeben, daß die Anoden- und Schirmgitterströme die aus Röhrentabellen zu entnehmenden Betriebswerte nicht überschreiten dürfen. Im ausgeführten Gerät wurde als Rö₃ das Heptodenteil einer ECH 81 verwendet, deren Triodenteil nicht benutzt wird, da der Oszillator, zur Vermeidung von Mitzieherscheinungen, als gesonderte Röhre ausgeführt wurde. Man kann natürlich anstelle der ECH 81 auch eine andere geeignete Mischröhre ohne Triodensystem verwenden. Andererseits könnte man daran denken, mit einer Doppeltriode als Oszillatorröhre eine Schaltung nach Franklin-Clapp [3] aufzubauen und die relativ kleine HF-Spannung dieser Schaltung in dem Triodensystem der ECH 81 nochmals zu verstärken. Im Mustergerät wurde diese Variante nicht erprobt. Die Anwendung einer additiven Mischung ist nicht notwendig, da die Rauscheigenschaften der Mischröhre bei der relativ hohen Vorverstärkung nicht mehr ins Gewicht fallen [1]. Auch hier ist es zweckmäßig, die Blockkondensatoren $C_{47} \cdots C_{51}$ als Durchführungskondensatoren auszubilden.

R_{14} dient wieder zur Herabsetzung der zugeführten Heizspannung.

Die Sockelanschlüsse des Ausganges der Röhre Rö₃ befinden sich bereits in Zelle Z_5. Die Anodenspannung der Mischröhre Rö₃ wird einem Bandfilter zugeführt, das sich im Bereich von 2,6 ··· 2,7 MHz abgleichen läßt. Der Ausgang des Bandfilters ist durch C_{71} mit 2 nF niederohmig abgeschlossen, während die Kreiskapazität, die im wesentlichen von C_{70} bestimmt wird, etwa 50 pF beträgt. Das koaxiale Ausgangskabel wird zur Ankopplung an den folgenden ZF-Verstärker oder zweiten Mischer auf die gleiche Weise wieder eingekoppelt. Am Eingang des ZF-Verstärkers bzw. zweiten Mischers wird also wiederum ein zweikreisiges Bandfilter mit niederohmigem Eingang verwendet. Das zweite Doppelkreis-Bandfilter ist im Schaltbild nicht gezeichnet. Die Länge des koaxialen Koppelkabels ist unkritisch, so daß man in der Wahl der Anordnung des zweiten ZF-Verstärkers oder zweiten Mischers nicht eingeschränkt ist. Zur Einstellung einer geeigneten Anodenspannung von Rö₃ dient der Widerstand R_{15} mit den Blockkondensatoren C_{72} und C_{73}.

In der Zelle Z_5 befinden sich die Schalterebenen S_5 und S_6. S_5 sorgt für die Parallelschaltung von $L_{27} \cdots L_{31}$ zu L_{26} zur Erzeugung der Oszillatorfrequenzen für den Empfang der Bänder 7 ·· 29 MHz. Zum Empfang des 3,5-MHz-Bandes ist die Spule L_{26} ohne Parallelspule eingeschaltet. Analog zu den Vorkreisen wird bei dieser Frequenz von den beiden in Reihe geschalteten Verkürzungskondensatoren bzw. Kondensatorkombinationen die eine, nämlich C_{54} und C_{58}, kurzgeschlossen. Die Oszillatorfrequenzen liegen für die Bänder 3,5 MHz ··· 29 MHz und einer ersten ZF von 2,6 MHz für den jeweiligen Bandbeginn bei 6,1 MHz, 9,6 MHz, 16,6 MHz, 23,6 MHz, 30,6 MHz und 31,4 MHz. Die Schalterebene S_6 sorgt für die Einschaltung der jeweils notwendigen Anzapfung für die als elektronengekoppelter Oszillator arbeitende Schwingschaltung. Als Oszillatorröhre Rö₄ wird der

Bild 2: Mischstufe und Oszillator
(Gitter 3 von $Rö_3$ ist über 100 kΩ an Masse zu legen)

Typ EF 80 verwendet, dessen Gitter 2 und 3 miteinander verbunden sind und HF-mäßig durch C_{68} auf Nullpotential liegen. R_{17} sorgt für die richtige Spannung an den beiden verbundenen Gittern. R_{16} ist der Anodenarbeitswiderstand für die elektronengekoppelte Schwingschaltung. Mit C_{67} (etwa 5 pF) wird dem Gitter 3 der Mischröhre $Rö_3$ die Oszillatorspannung zugeführt. C_{66} und R_{15} dienen zur Einstellung des Arbeitspunktes der Schwingröhre. Die Kondensatoren des frequenzbestimmenden Kreises sind so zu wählen, daß sich eine möglichst geringe Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz ergibt. Zum Ausgleich der vom jeweiligen Aufbau abhängigen Einflüsse der Schalt- und Streukapazitäten muß man den TK des Keramikkondensators C_{60} variieren. Dieser 10-pF-Kondensator sollte aus Calit ($+ 90 \cdots + 160 \cdot 10^{-6}$ /°C), Tempa S ($+ 30 \cdots + 100 \cdot 10^{-6}$ /°C) und Tempa X ($-150 \cdots -300 \cdot 10^{-6}$ /°C) erprobt werden. Eventuell sind auch Kombinationen von Kondensatoren dieser Werkstoffe notwendig, wenn man besonders fein abgleichen will. Bei Kompensation des TK des Drehkondensators auf Bandmitte ist auch an den Bandenden noch hinreichend Stabilität zu erzielen; man kann sich daher eine Zweipunkt-Kompensation [3] des Drehkondensators im allgemeinen sparen. Die HF-Spannung des Oszillatorkreises beträgt etwa $7 \cdots 14\ V_{eff}$.

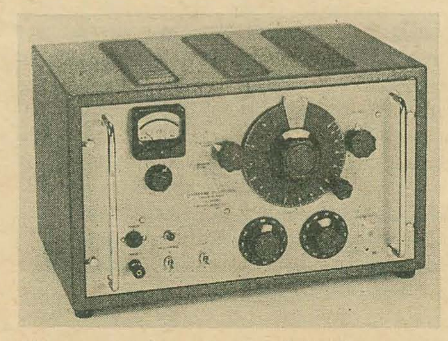
Beim Oszillator ist im besonderen Maße auf kurze Verbindungsleitungen zu achten, da relativ lange Leitungen zu unerwünschten Kopplungen und damit wilden Schwingungen Anlaß geben. Im Gebiet höherer Frequenzen sind die Leitungen mit möglichst dicken Drähten zu verlegen, um die Leitungsinduktivität herabzusetzen, evtl. sind mehrere Drähte parallelzuschalten. Unerwünschte Kopplungen und wilde Schwingungen zeigen sich durch die Existenz von HF-Spannungen an Stellen, die Massepotential führen sollen und an einer Handempfindlichkeit der Oszillatorfrequenz.

Die Zuführung der Versorgungsspannungen erfolgt über eine Lötleiste (oder Steckerleiste) mit den Kontakten 1 ··· 8. Die Kontakte 1 und 2 führen die Heizspannung von 7 Volt zu, wobei Punkt 1 unmittelbar auf Nullpotential gelegt wird. Die Drosseln $Dr_1 \cdots Dr_8$ sorgen zusammen mit den Kondensatoren $C_{74} \cdots C_{80}$ für eine HF-mäßige Abtrennung des Bausteines von seinen Speisequellen. Dr_1 und Dr_2 sind in ihrem Wirkwiderstand so bemessen, daß insgesamt 0,7 V an deren Wicklungen abfallen. Kontakt 3 führt dem Oszillator eine stabilisierte Anodenspannung von +90 ··· +150 Volt zu. Kontakt 4 erhält eine regelbare negative Vorspannung von —2 ··· —35 V, die entweder von Hand oder automatisch eingestellt werden kann. Punkt 5 führt eine feste negative Vorspannung für die Röhren $Rö_1$ und $Rö_3$ zwischen —0,8 und —2 V zu. Punkt 6 erhält eine positive Spannung für Gitter 2 und 3 der Oszillatorröhre $Rö_4$ von +70 ··· +90 V. Die Punkte 7 und 8 erhalten positive Spannungen von +250 V, die als Anoden- und Schirmgitterspannungen von $Rö_1$ bis $Rö_3$ verwendet werden. Die getrennte Zuführung dieser Spannungen erfolgt zur wirksamen Sperrung des Empfängers beim Sendebetrieb. Bei Betrieb des eigenen Senders kann neben einer hohen negativen Gittervorspannung die positive Spannung von Punkt 8 und damit die Anodenspannung von $Rö_1$ und die Schirmgitterspannung von $Rö_2$ und $Rö_3$ abgeschaltet werden, wodurch die Übersteuerungsgefahr des Empfängers stark vermindert wird.

Wird fortgesetzt

Klirrarmer Generator aus Frankreich

Von der französischen Gesellschaft LEA in Rueil (Departement Seine et Oise) wird ein beachtenswerter Meßgenerator hergestellt. Dieses Gerät mit der Typenbezeichnung GMW 20 basiert auf dem RC-Prinzip und weist folgende technischen Daten auf:



Klirrarmer RC-Generator, Typ GMW 20

Frequenzbereich:
20 Hz ··· 200 kHz
Frequenzkonstanz:
± 5 · 10^{-4} bei einer Netzspannungsschwankung von ± 10 %
Ausgangsspannung:
24,5 V (≙ + 30 dB) an 600 Ω, unsymmetrisch
Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung:
± 0,1 dB zwischen 20 Hz ··· 200 kHz
Konstanz der Ausgangsspannung über längere Zeit:
0,1 dB
Klirrfaktor:
5 · 10^{-5} von 20 Hz ··· 20 kHz
10^{-4} von 20 kHz ··· 200 kHz
Eingebaute Eichleitung 9 × 10 dB, 11 × 1 dB,
Regelmöglichkeit kontinuierlich ± 1,5 dB

Stabilisierung von Wechselspannungen durch Glühlampen

PETER WAGNER

Für verschiedene Eichzwecke, z. B. zur Verstärkungskontrolle von Meßverstärkern, Röhrenvoltmetern und dergleichen, benötigt man oft eine genügend stabile Wechselspannung. Die beschriebene Schaltung ermöglicht es, in einfacher Weise eine vom Netztrafo in beliebiger Höhe abgenommene Wechselspannung zu stabilisieren. Die Höhe der stabilisierten Spannung ist dabei selbstverständlich kleiner als die vom Trafo gelieferte, läßt sich jedoch auch bei gegebener Trafospannung noch in gewissen Grenzen festlegen. Die Schaltung regelt selbsttätig Netzspannungsschwankungen von ± 20 % auf etwa ± 1 % aus. Dabei haben die verwendeten Schaltelemente, je zwei Glühlampen und zwei Widerstände, eine recht beachtliche Lebensdauer, da die Glühlampen nur mit sehr niedriger Glühtemperatur betrieben werden (Bild 1).

Die Schaltung ist eine Brückenschaltung aus vier Widerständen, wobei R_L, durch die Strom-Spannungscharakteristik der Metallfadenlampe bedingt, strom- bzw. spannungsabhängig ist. R_L steigt mit steigender Lampenspannung. Auf diesem Verhalten beruht die Stabilisierungswirkung der Schaltung. Die Glühlampe muß dabei im Glühbeginn betrieben werden. Man wählt zweckmäßig Glühlampen mit langen Glühdrähten, da hier der Bereich der Widerstandszunahme bei Glühbeginn besonders ausgeprägt ist (Bild 2).

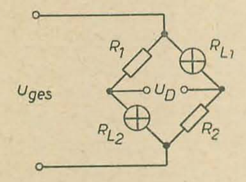


Bild 1: Stabilisierungsschaltung

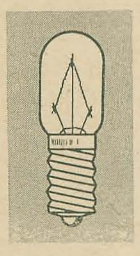


Bild 2: Glühlampe mit langem Glühdraht

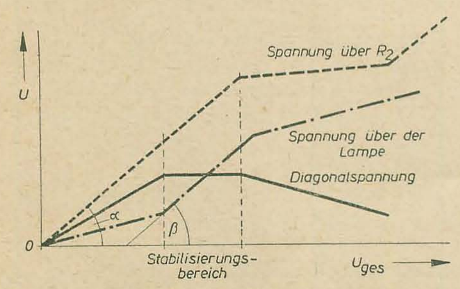


Bild 3: Abhängigkeit der Spannungen an den Schaltelementen von der angelegten Spannung

Die Wirkungsweise der Schaltung läßt sich am besten an einer Spannungsbetrachtung einer Reihenschaltung von Lampe und Widerstand erklären (Bild 3).

Man erhält unter der Voraussetzung, daß der Lampenwiderstand zuerst konstant ist, dann bei Glühbeginn linear mit der Lampenspannung wächst, also im interessierenden Bereich der Gleichung $R_L = R_0 + cU_L$ folgt, die aufgezeichneten Spannungskurven. Bild 3 zeigt die idealisierten Kurven, in Wirklichkeit sind die Übergänge verwaschen. Im Bereich des konstanten Lampenwiderstandes steigt die Spannung über der Lampe normal mit steigender Gesamtspannung. Setzt nun die Widerstandszunahme der Glühlampe ein (Glühbeginn), so bekommt die Kurve einen Knick. Es wird nämlich mit steigender Gesamtspannung der Spannungsteiler R_1 R_L verändert. Die Spannung über der Lampe steigt jetzt schneller. Bei voller Glühtemperatur bleibt dann der Widerstand der Lampe konstant, und die Kurve bekommt wieder ihren früheren Anstieg. Die Spannung über dem Widerstand zeigt umgekehrtes Verhalten. Sie steigt schwächer im Bereich der Widerstandszunahme der Glühlampe. Nimmt man nun die Diagonalspannung, also die Differenz der Spannungen über R_{L_1} und R_2 (U_D) ab, so bleibt diese in einem bestimmten Bereich konstant. Durch die Wahl der Glühlampen und Widerstände soll die Mitte dieses Bereiches etwa der normalen Trafospannung entsprechen, so daß die Schaltung sowohl Unter- als auch Überspannungen kompensieren kann. Aus dem Bild 3 ist weiterhin zu erkennen, daß die Widerstände ungleich sein müssen, denn bei gleichen Widerständen liegt der Glühbeginn beider Lampen an der gleichen Stelle der U_{ges}-Skala, so daß keine Stabilisierungswirkung auftritt. R_1 und R_2 werden je nach der Lampencharakteristik (cU_L) gewählt, und zwar muß hier R_2 größer als R_1 sein.

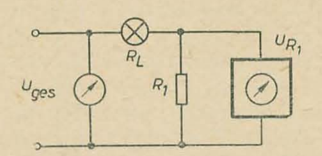


Bild 4: Meßanordnung zur Aufnahme der Spannungskennlinie

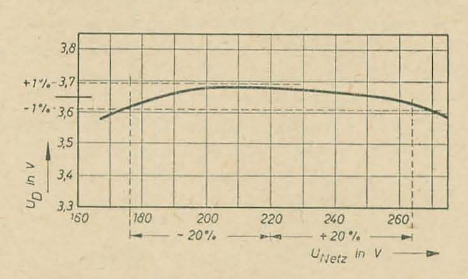


Bild 5: Die stabilisierte Spannung in Abhängigkeit von der Trafo-Primärspannung

Bei der Dimensionierung der Schaltung geht man von der geforderten stabilisierten Spannung aus. Die Speisespannung soll dann etwa viermal so groß gewählt werden. Dann nimmt man eine der Speisespannung entsprechende Glühlampe und als R_1 etwa den des Glühlampen-Kaltwiderstandes. Nun kann man in folgender Meßanordnung die Spannungskennlinie $U_{L_1} = f\,(U_{ges})$ aufnehmen (Bild 4). Man richtet sich dann mit R_2 nach der geforderten Steigung, denn der Anstieg der U_{R_2}-Kurve soll, um U_D stabil zu bekommen, gleich dem Anstieg der U_{L_1}-Kurve vom Glühbeginn (Knick) an sein, also

$$\mathrm{tg}\,\alpha = \mathrm{tg}\,\beta = \frac{U_{R_2}}{U_{ges}} = \frac{R_2}{R_{ges}}.$$

Damit wird: $R_2 = R_{ges} \cdot \mathrm{tg}\,\alpha$ (Maßstab beachten!)

Man kann auch durch Probieren R_2 erhalten, indem man in der fertigen Schaltung $U_D = f\,(U_{ges})$ mißt und durch Einschalten verschiedener R_2-Werte das erhaltene Maximum der U_D-Kurve auf den normalen Betriebswert von U_{ges} legt.

Abschließend noch ein ausgeführtes Schaltungsbeispiel:

Die Speisespannung U_{ges} betrug 15 V_{eff}, die erhaltene stabilisierte Spannung etwa 4 V_{eff}, $R_1 = 340\,\Omega$, $R_2 = 100\,\Omega$. Es wurden Glühlampen 18 V; 0,1 A verwendet. Die Stabilisierung gelang im Bereich der Trafo-Primärspannung von etwa 175 ··· 265 V (Bild 5).

Selengleichrichtersätze mit Hochtemperaturplatten

Mit der Verkleinerung von Geräten aller Art ergibt sich die Notwendigkeit, einzelne Bauteile spezifisch besser auszunutzen. Das bedingt meist eine größere Erwärmung der Bauteile und die damit verbundene Erhöhung der Umgebungstemperatur. Die Bauteile einer Schaltung müssen daher für die erhöhte Umgebungstemperatur ausgelegt sein. Dem Selengleichrichter war auch bei herabgesetzter Belastung mit Umgebungstemperaturen von etwa 75 ··· 80° C eine obere Grenze gesetzt.

Das Bauelementewerk SAF der Standard Elektrik Lorenz AG entwickelte Hochtemperatur-Selengleichrichterplatten, die in ihrem Temperaturverhalten auch in Sperrichtung so stabil sind, daß ein Betrieb bei Umgebungstemperaturen von 120° C unter entsprechender Herabsetzung der Belastung möglich ist. Die Nennbelastung gilt nach wie vor für etwa 40° C. Die Reduktionskurven für höhere Umgebungstemperaturen liegen jedoch so, daß z. B. bei gleicher Herabsetzung der Belastung normale Selengleichrichter mit etwa 75° C, Hochtemperatur-Selengleichrichter mit etwa 115° C betrieben werden können. Unter diesen Bedingungen wird eine mittlere Nennbetriebsdauer von 100 000 Stunden erreicht. Bei entsprechend niedrigerer Nennbetriebsdauer können die Gleichrichter noch höher belastet werden. Die Einsatzmöglichkeiten für Hochtemperatur-Selengleichrichtersäulen sind sehr zahlreich, besonders dort, wo infolge nicht ausreichender Kühlung die Bauelemente erwärmt werden.

Die Berechnung von Breitbandverstärkern nach dem Impulsverhalten

Ing. GÜNTER LINDE

Während über die Berechnung von Breitbandverstärkern nach der Frequenzcharakteristik in der Literatur viele Arbeiten zu finden sind, fehlen fast gänzlich Veröffentlichungen, die eine Berechnung nach dem Impulsverhalten beinhalten. Der vorliegende Beitrag soll diese Lücke schließen helfen.

Einleitung

Wird ein Verstärker in bekannter Weise nach der Frequenzcharakteristik dimensioniert, so müssen die untere und die obere Grenzfrequenz gegeben sein. Oft sind auch bestimmte Forderungen an den Phasenfrequenzgang einzuhalten. Diese Angaben sind bekannt, wenn es sich um NF-Verstärker oder für einen bestimmten Frequenzbereich vorgesehene HF-Verstärker handelt. Häufig wird aber verlangt, daß die Ausgangsspannung eines Verstärkers ein formgetreues Abbild der Eingangsspannung sein soll. Verstärker mit dieser Eigenschaft finden in der Fernseh-, Impuls- und Meßtechnik Anwendung. Um sie in üblicher Weise zu berechnen, muß aus der zugelassenen Formabweichung der Ausgangsspannung der erforderliche Amplituden- und Phasenfrequenzgang ermittelt werden. Dies ist zwar prinzipiell mittels Fourieranalyse der Ein- und Ausgangsspannung möglich, jedoch praktisch wegen der außerordentlich umfangreichen Rechenarbeit kaum ausführbar.

Da nun, wie die bisherigen Betrachtungen zeigen, eindeutige und mathematisch belegbare Beziehungen zwischen der Impuls- und der Frequenzcharakteristik eines Verstärkers bestehen, ist es auch möglich, auf direktem Wege das Impulsverhalten rechnerisch zu bestimmen. Diese Aufgabe kann bewältigt werden, indem die aus der Spannungsquellenersatzschaltung des Verstärkers gewonnene Differentialgleichung gelöst wird.

Kenngrößen des verstärkten Impulses

Bevor mit der Berechnung begonnen wird, ist festzulegen, welche Angaben über den Ausgangsimpuls als Kenngrößen diesen Impuls charakterisieren sollen. Da die festzulegenden Kenngrößen nicht für jede beliebige Impulsform gelten können, ist ferner für die Untersuchungen ein Impuls bestimmter Form auf den Eingang des Verstärkers zu geben. Dieser Impuls muß ein möglichst breites Frequenzspektrum besitzen, mathematisch leicht zu erfassen sein und sich praktisch ohne großen Aufwand erzeugen lassen. Unter Beachtung dieser Gesichtspunkte werden für die Untersuchung von Breitbandverstärkern Rechteckimpulse benutzt. Die Tatsache, daß schon kleine Verformungen des Rechteckimpulses mit dem Auge gut erkennbar sind, ist ein weiteres Argument für die Verwendung dieser Impulsform.

Beim Durchgang durch einen beliebigen Verstärker werden sowohl die Flanken, das sind die senkrechten Verläufe, als auch das Dach, also der waagerechte Teil des Rechteckimpulses verformt. Um die Kenngrößen der Verformung anschaulich zu definieren, sind im Bild 1 ein exakter und mehrere verschieden verformte Rechteckimpulse dargestellt, ohne jetzt schon darauf einzugehen, durch welche Schaltelemente diese Verformungen verursacht werden.

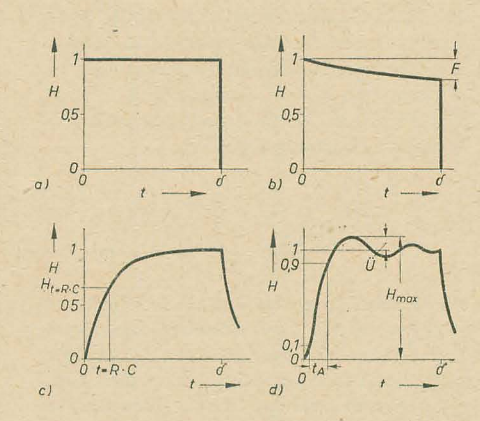


Bild 1: Kenngrößen verformter Rechteckimpulse, a) exakter Rechteckimpuls, b) Impuls mit verformtem waagerechtem Teil, c) Flankenverformung, d) Flankenverformung durch Überschwingen

Die Impulse sind in ein Koordinatensystem eingezeichnet, auf dessen Abszisse die Zeit t und auf der Ordinate das Verhältnis der Amplitude des idealen Impulses zur Amplitude des verformten Impulses H aufgetragen sind. Bild 1b zeigt einen Impuls mit verformtem waagerechtem Teil. Diese Verformung charakterisiert man durch den Dachabfall F in %. Dabei ist wichtig, nach welcher Zeit ein bestimmter Dachabfall auftreten darf. Oft gibt man als Zeit die Impulsdauer δ an. In den Bildern 1c und 1d sind Impulse dargestellt, bei denen eine Verformung der Flanken auftritt. Für den Impuls im Bild 1c kann — ähnlich wie für Bild 1b — der H-Wert in % bei einer bestimmten Zeit, z. B. bei $t = R \cdot C$, angegeben werden. Bei dem Impuls im Bild 1d tritt ein Überschwingen auf. Für solche Fälle ist es üblich, aus der maximalen Impulsamplitude das Überschwingen Ü nach

$$Ü = (H_{max} - 1) \cdot 100 \quad \text{in \%} \qquad (1)$$

zu berechnen. Da H_{max} bei verschiedener Dimensionierung des Verstärkers zu unterschiedlichen Zeiten auftreten kann, muß außer Ü noch eine Zeitangabe gemacht werden. Vielfach wird die Anstiegszeit t_A angegeben. Das ist die Zeit, in der der H-Wert von 0,1 auf 0,9 ansteigt.

Mit diesen Kenngrößen ist es möglich, alle Verformungen eines Rechteckimpulses zu charakterisieren.

Unkompensierte Verstärker

Von den bekannten Breitbandverstärkern ist der RC-Verstärker der einfachste und gebräuchlichste. Dieser soll im nachfolgenden Beitrag behandelt werden. Auf die in der Videostufe der Fernsehempfänger häufig angewandte galvanische Kopplung zwischen den Röhren kann die gezeigte Berechnungsmethode ohne weiteres übertragen werden, wenn beachtet wird, daß das Koppel-RC-Glied entfällt.

Ausgangspunkt für die Berechnung ist das Schaltbild eines RC-Verstärkers (Bild 2), in das die schädlichen Kapazitäten eingezeichnet sind.

Darin bedeuten:

C_{s_1} — Schaltkapazitäten im Gitterkreis,

C_{s_2} — Schaltkapazitäten im Anodenkreis,

C_{ga} — Gitter-Anodenkapazität der Röhre,

C_{gk} — Gitter-Katodenkapazität der Röhre,

C_{ak} — Anoden-Katodenkapazität der Röhre.

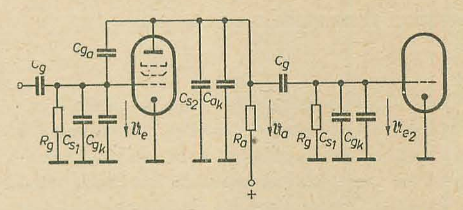


Bild 2: Prinzipschaltbild eines RC-Verstärkers

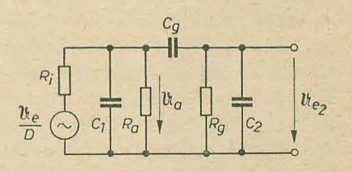


Bild 3: Ersatzschaltbild des RC-Verstärkers

Das Ersatzschaltbild des Verstärkers (Bild 3) erhält man, indem man die Röhre durch einen Generator mit der Urspannung $\frac{\mathfrak{U}_e}{D}$ und dem inneren Widerstand R_i ersetzt, wobei D und R_i Röhrendaten sind. Die parasitären Kapazitäten sind in C_1 und C_2 zusammengefaßt.

Soll nun das Impulsverhalten der Verstärkerstufe ermittelt werden, so ist die Spannungsquelle im Ersatzschaltbild durch einen Recht-

eckwellengenerator zu ersetzen. Zur Berechnung werden die Rechteckimpulse als plötzlich eingeschaltete Gleichspannungen dargestellt. Um dabei das Rechnen mit Ausschaltvorgängen zu vermeiden, denkt man sich einen Impuls mit der Impulsdauer δ dadurch entstanden, daß zu einer zur Zeit $t = 0$ eingeschalteten Gleichspannung U_1 nach der Zeit $t = \delta$ eine zweite gleichgroße Spannung U_2 mit entgegengesetzter Polarität parallelgeschaltet wird. Befinden sich in einem Stromkreis nur lineare Widerstände (Röhre bei kleinen Aussteuerungen linear), so ist das Helmholtz'scheÜberlagerungsgesetz anwendbar und man erhält den Ausgangsimpuls aus der Addition der Einzelwirkungen. Aus dieser Betrachtung folgt, daß nur das Verhalten der Verstärker bei Anlegen eines Gleichspannungssprunges zu ermitteln ist und dann für jede beliebige Länge des Eingangsimpulses die Verformung gezeichnet werden kann. Im folgenden wird daher nur die sogenannte „Sprungcharakteristik" der Verstärker untersucht.

Bei der Berechnung der Breitbandverstärker nach der Frequenzcharakteristik werden die Verhältnisse bei den tiefen und bei den hohen Frequenzen getrennt betrachtet. Ähnlich soll auch bei der Impulsbetrachtung verfahren werden, indem die Glieder, die sich auf Differenziervierpole zurückführen lassen, von den Integriergliedern gesondert berechnet werden. Der gemeinsame Einfluß beider Glieder auf die Form des Spannungssprunges ergibt sich dann durch Überlagerung. Ferner ist es bei der Berechnung nach dem Frequenzgang üblich, die schädlichen Kapazitäten C_1

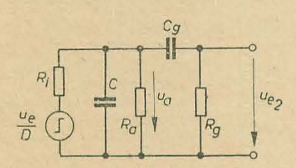


Bild 4: Vereinfachtes Ersatzschaltbild

und C_2 zu einer gemeinsamen Kapazität parallel zu R_a zusammenzufassen. Wenn man die engen Zusammenhänge zwischen dem Frequenz- und Impulsverhalten beachtet, wird klar, daß diese Vereinfachung auch bei der Ermittlung der Sprungcharakteristik eines Verstärkers möglich ist. Damit ergibt sich das Ersatzschaltbild nach Bild 4.

Bei der Ermittlung der Impulscharakteristik handelt es sich praktisch um das Berechnen des Einschwingverhaltens, also um zeitabhängige Vorgänge. Daher werden zur Unterscheidung von den komplexen Größen die zeitabhängigen Spannungen im Bild 4 mit kleinen lateinischen Buchstaben bezeichnet. Die Spannungsquelle ist durch einen Sprunggenerator ersetzt.

Es soll nun zunächst die Zeitfunktion der Spannung u_a, also der Einfluß der Schaltelemente R_a und C, berechnet werden. Dabei muß darauf hingewiesen werden, daß eine getrennte Berechnung der Wirkungen von R_a und C sowie R_g und C_g nur deshalb möglich ist, weil die Zeitkonstante $R_g \cdot C_g$ im Interesse eines möglichst breiten übertragbaren Frequenzbandes immer sehr viel größer als $R_a \cdot C$ ist und dieses Glied daher praktisch

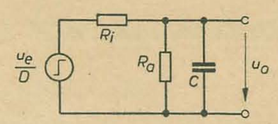


Bild 5: Ersatzschaltbild für die Ermittlung der Wirkung von R_a und C

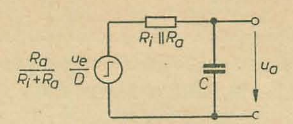


Bild 6: Das nach der Zweipoltheorie vereinfachte Ersatzschaltbild nach Bild 5

nicht beeinflußt wird. Um das Rechnen mit Differentialgleichungen zu umgehen, wird die Impulscharakteristik mittels der Operatorenrechnung nach K. W. Wagner [1] ermittelt. Danach ist für die gesuchte Größe die komplexe Wechselstromgleichung aufzustellen und darin $j\omega$ durch den Operator p zu ersetzen. Für die p-Funktion kann dann die Zeitfunktion aus einer Tabelle entnommen werden. Das Ersatzschaltbild für die Ermittlung der Wirkung von R_a und C zeigt Bild 5.

Aus Bild 6 wird für die Ausgangsspannung die komplexe Gleichung abgelesen:

$$\mathfrak{U}_a = \frac{R_a}{R_i + R_a} \cdot \frac{\mathfrak{U}_e}{D} \cdot \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R_i \,||\, R_a}. \quad (2)$$

Die Betrachtung soll, da in Breitbandverstärkern wegen der kleineren schädlichen Kapazitäten und dem größeren Innenwiderstand von Pentoden ausschließlich diese Röhren verwendet werden, nur für diese Röhrengruppe ausgeführt werden. Bei Pentoden ist:

$$R_i \gg R_a. \quad (3)$$

Damit vereinfacht sich die Gleichung (2) zu

$$\mathfrak{U}_a = \frac{R_a}{R_i \cdot D} \cdot \mathfrak{U}_e \frac{1}{1 + j\omega R_a \cdot C} \quad (4)$$

und mit der Barkhausengleichung

$$S \cdot D \cdot R_i = 1 \text{ wird}$$

$$\mathfrak{U}_a = S \cdot R_a \cdot \mathfrak{U}_e \frac{1}{1 + j\omega R_a \cdot C}. \quad (5)$$

Um die Operatorfunktion zu erhalten, wird für $j\omega \to p$ gesetzt:

$$u_a = S \cdot R_a \cdot u_e \frac{1}{1 + p \cdot R_a \cdot C},$$

$$= S \cdot R_a \cdot u_e \frac{1}{R_a \cdot C} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{R_a \cdot C}},$$

$$= \frac{S}{C} \cdot u_e \frac{1}{p + \frac{1}{R_a \cdot C}} = \frac{S}{C} \cdot u_e \cdot f(p). \quad (6)$$

Für Gleichung (6) wird aus der Tabelle 1 [1] die Zeitfunktion aufgesucht:

$$u_a = \frac{S}{C} \cdot u_e \cdot F(t)$$

$$= u_e \cdot \frac{S}{C} \cdot R_a \cdot C \left(1 - e^{-\frac{t}{R_a \cdot C}}\right),$$

$$u_a = S \cdot R_a \cdot u_e \left(1 - e^{-\frac{t}{R_a \cdot C}}\right). \quad (7)$$

Zur Zeit $t = 0$ ist nach Gleichung (7) auch $u_a = 0$, bei sehr großen Zeiten $(t \to \infty)$ nähert sich u_a dagegen dem konstanten Grenzwert

$$U_a = S \cdot R_a \cdot u_e, \quad (8)$$

der sich auch bei rein ohmschem Arbeitswiderstand ergeben würde und daher mit einem großen lateinischen Buchstaben bezeichnet wird. Auf diesen Wert soll u_a normiert werden und man erhält

$$\frac{u_a}{U_a} = 1 - e^{-\frac{t}{R_a \cdot C}}. \quad (9)$$

Das Verhältnis $\frac{u_a}{U_a}$ wird mit H bezeichnet.

Der Verlauf der Gleichung (9) ähnelt der Kurve im Bild 1c. Als Kenngröße für diese Kurvenform wurde der H-Wert für die Zeit $t = R_a \cdot C$ definiert. Er beträgt:

$$H_{t = R_a \cdot C} = 1 - e^{-1} = 1 - 0{,}37$$
$$= 0{,}63.$$

Zur Zeit $t = R_a \cdot C$ ist also die Ausgangsspannung auf 63 % des sich theoretisch nach unendlich langer Zeit einstellenden Wertes angestiegen.

Bei der Berechnung des Einflusses des Koppelgliedes Rg/Cg müßte unter der Bedingung, daß der Arbeitswiderstand durch das Koppelglied nicht wesentlich bedämpft wird, von der Spannung u_a ausgegangen werden (siehe [1], Beispiel zu Bild 4, Lösung mittels Faltungssatz). Da aber, wie schon erwähnt, in praktisch ausgeführten Breitbandverstärkern die Zeitkonstante des Koppelgliedes immer sehr groß ist, oft mehr als 10^6 mal größer als die Zeitkonstante $R_a \cdot C$, kann die Rechnung weiter vereinfacht werden, indem der Einfluß des Koppelgliedes direkt von der bei ohmschem Arbeitswiderstand auftretenden Spannung U_a ermittelt wird. Dazu das Ersatzschaltbild Bild 7.

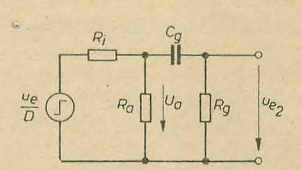


Bild 7: Das für Gleichung (10) benutzte Ersatzschaltbild

Die komplexe Gleichung für die Spannung am Ausgang dieses aktiven Zweipols lautet:

$$\mathfrak{U}_{e_2} = U_a \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega \cdot C_g}}$$

und die Operatorgleichung:

$$u_{e_2} = U_a \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{p \cdot C_g}} = U_a \frac{p}{p + \frac{1}{R_g \cdot C_g}}. \quad (10)$$

Die Zeitfunktion für die Gleichung (10) lautet:

$$u_{e_2} = U_a \cdot e^{-\frac{t}{R_g \cdot C_g}}. \quad (11)$$

Zur Zeit $t = 0$ ist

$$u_{e_2} = S \cdot R_a \cdot u_e = U_a$$

und nähert sich bei sehr großen Zeiten dem Grenzwert 0. Die Gleichung (11) wird wieder auf U_a normiert:

$$H = \frac{u_{e2}}{U_a} = e^{-\frac{t}{R_g \cdot C_g}}. \quad (12)$$

Der Kurvenverlauf gleicht dem in Bild 1b dargestellten. Zur Charakterisierung der Größe der Verformung des Eingangssprunges wird der Dachabfall F für eine bestimmte Zeit angegeben. Der Dachabfall ergibt sich nach Bild 1b zu

$$F = 1 - H = 1 - e^{-\frac{t}{R_g \cdot C_g}}. \quad (13)$$

Um die praktische Dimensionierung zu erleichtern, wird die Gleichung (13) als

$$F = f\left(\frac{t}{R_g \cdot C_g}\right)$$

im Bild 8 grafisch aufgetragen.

Aus den vorstehenden Betrachtungen ist ersichtlich, daß durch das Glied mit R_a und C die Flanke des Spannungssprunges und durch das Koppelglied das Dach verformt wird. Den gemeinsamen Einfluß beider Glieder unter der Bedingung

$$R_g \cdot C_g \gg R_a \cdot C$$

zeigt qualitativ das Bild 9.

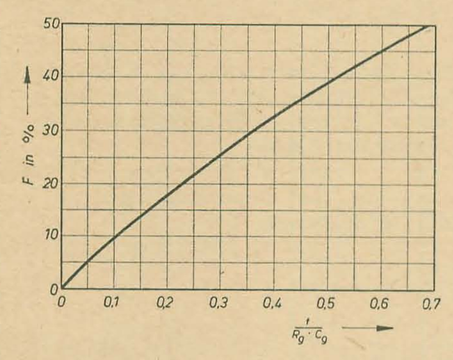


Bild 8: Dachabfall, durch die Gitterkombination bewirkt

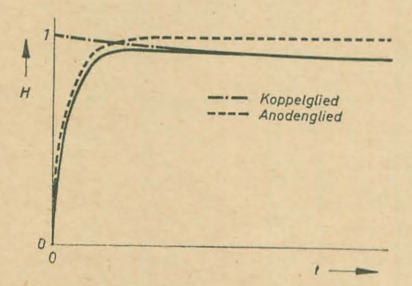


Bild 9: Überlagerung der Wirkungen des Anoden- und Koppelgliedes

Wenn man beachtet, daß die steile Flanke der Sprungspannung durch die hohen Frequenzen gebildet wird und diese durch das Glied mit R_a und C benachteiligt werden, so ist der enge Zusammenhang zwischen der Frequenz — und Impulscharakteristik erkennbar.

Es ist nunmehr möglich, eine einfache RC-Verstärkerstufe zu dimensionieren.

Kompensierte Verstärker

Nachdem der enge Zusammenhang zwischen den beiden Betrachtungsweisen des Breitbandverstärkers aufgezeigt wurde, ist es erklärlich, daß die Schaltungsmaßnahmen zur Verbesserung des Frequenzganges der Amplitude und Phase auch eine Verkleinerung der Impulsverformungen bewirken werden. Um zu erfahren, in welcher Weise die Impulscharakteristik verbessert wird, sollen zwei bekannte Schaltungen kompensierter Verstärker untersucht werden. Wegen der sehr umfangreichen Rechenarbeit und der erforderlichen Grundkenntnisse der höheren Mathematik erfolgt die Behandlung der Kompensationsschaltungen nur informatorisch.

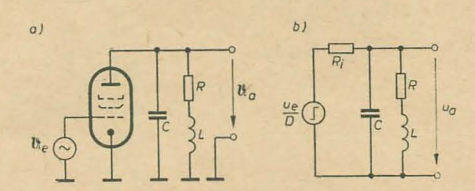


Bild 10: a) Prinzipschaltbild eines L-kompensierten Pentodenverstärkers, b) Ersatzschaltbild

Bild 10 zeigt eine Schaltung, die den Einfluß der parasitären Kapazitäten einschränkt, und das Ersatzschaltbild für den Fall, daß als Eingangsspannung eine Sprungspannung angelegt wird.

Aus dem Ersatzschaltbild wird wieder die p-Funktion entwickelt, die nach einigen Umformungen für den Fall des Pentodenverstärkers lautet:

$$u_a = u_e \cdot S \cdot \frac{1}{C} \left[\frac{p}{(p - p_1)(p - p_2)} + \frac{\frac{R}{L}}{(p - p_1)(p - p_2)}\right] \quad (14)$$

mit

$$p_{1,2} = -\frac{R}{2 \cdot L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}} = -\frac{a}{2} \pm W. \quad (15)$$

Die t-Funktion wird der Tabelle 1 [1] entnommen, normiert und vereinfacht zu

$$H = 1 - e^{-\frac{a}{2}t} \left[\cosh W \cdot t - \frac{1}{W}\left(\frac{1}{R \cdot C} - \frac{a}{2}\right) \sinh W \cdot t\right]. \quad (16)$$

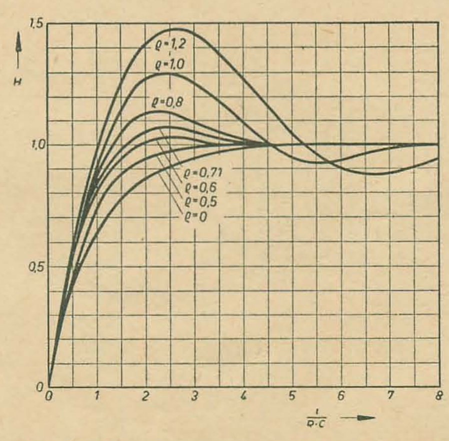


Bild 11: Formverzerrungen des Spannungssprunges, bewirkt durch das L-kompensierte Anodenglied

Unter Berücksichtigung der Tatsache, daß W einen Wurzelausdruck mit einer Differenz als Radikant darstellt, sind für die Gleichung (16) drei Lösungsfälle möglich, denn W kann je nach Größe der Summanden unter der Wurzel reell, null oder imaginär sein. Für ein reelles W, also für

$$\frac{R}{2 \cdot L} > \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

ergeben sich stark gedämpfte Einschaltvorgänge, die hier nicht interessieren (sog. nichtschwingender oder überaperiodischer Fall). Für

$$\frac{R}{2 \cdot L} = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

ist W = 0 und man erhält nach Grenzwertbildung und Umformung

$$H = 1 - e^{-\frac{2 \cdot t}{R \cdot C}} \left(1 + \frac{t}{R \cdot C}\right). \quad (17)$$

Die Gleichung (17) ist im Bild 11 $\left(\text{Parameter } \varrho = \frac{1}{2}\right)$ grafisch dargestellt (sog. aperiodischer Grenzfall).

Der Fall, daß in den Gleichungen (15) bzw. (16)

$$\frac{R}{2 \cdot L} < \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$

wird, ist für die praktische Dimensionierung von Breitbandverstärkern von besonderem Interesse. Jetzt wird der Wurzelausdruck imaginär. Die Zeitfunktion lautet:

$$H = 1 - e^{-k_1 \cdot t} (\cos k_2 \cdot t - k_3 \cdot \sin k_2 \cdot t) \quad (18)$$

mit

$$k_1 = \frac{1}{2 \cdot \varrho^2 \cdot R \cdot C},$$

$$k_3 = \frac{1}{R \cdot C \cdot k_2} (1 - k_1 \cdot R \cdot C),$$

$$k_2 = \frac{1}{R \cdot C} \sqrt{\frac{4 \cdot \varrho^2 - 1}{4 \cdot \varrho^4}},$$

$$\varrho = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (19)$$

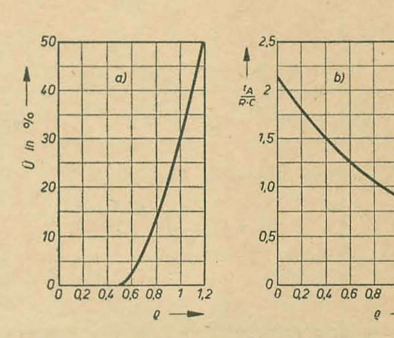


Bild 12: a) und b) Überschwingen Ü und Anstiegszeit t_A eines L-kompensierten Verstärkers

Die Gleichung (18) ist im Bild 11 grafisch dargestellt. Das Bild zeigt, daß jetzt ein Überschwingen auftreten kann. Deshalb wird dieser Fall als oszillierend bezeichnet.

Durch Umzeichnen von Bild 11 erhält man für die praktische Dimensionierung wichtige Kurven (Bild 12). Im Bild 12a wird für das zugelassene Überschwingen das erforderliche ϱ aufgesucht und für dieses ϱ aus Bild 12b die normierte Anstiegszeit abgelesen. Mit der ge-

gebenen Anstiegsteit t_A und den aus Bild 12 ermittelten Werten für ϱ und $\frac{t_A}{R \cdot C}$ lassen sich die Schaltelemente des Anodenkreises berechnen.

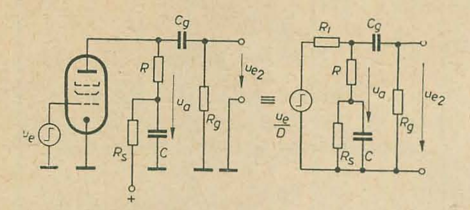


Bild 13: Kompensierter Verstärker und Ersatzschaltbild

Bei der Berechnung von Verstärkern nach der Frequenzcharakteristik ergibt sich als Wirkung der Gitterkombination (auch Schirmgitter- und Katodenkombination) ein Verstärkungsabfall bei tiefen Frequenzen. Er kann vermindert werden, indem der wirksame Außenwiderstand der Röhre für diesen Frequenzbereich vergrößert wird. Praktisch geschieht das mit Hilfe einer Kapazität, die nach Bild 13 in Reihe zum Arbeitswiderstand der Röhre geschaltet wird.

Der Widerstand R_s dient lediglich zur Zuführung der Betriebsspannung und soll die Wirkung der Kapazität C nicht wesentlich beeinflussen. Es kann nun bewiesen werden, daß unter Vernachlässigung des Einflusses von R_s eine vollständige Kompensation der Wirkung der Gitterkombination zu erreichen ist, wenn folgende Gleichung erfüllt wird:

$$R \cdot C = R_g \cdot C_g = \tau. \qquad (20)$$

Da diese Bedingung bei der praktischen Dimensionierung ohne Schwierigkeiten eingehalten werden kann, wurde für den Fall der Gleichung (20) in einer weiteren Rechnung der Einfluß von R_s berücksichtigt. Hier das Ergebnis:

$$H = e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{1}{\tau} \cdot \frac{e^{p_1 \cdot t} - e^{p_2 \cdot t}}{p_1 - p_2}. \qquad (21)$$

Darin sind:

$$p_{1,2} = \frac{-\frac{R}{R_s} - 1 \pm \left(\frac{R}{R_s} - 1\right)}{2 \cdot \tau}. \qquad (22)$$

Die Gleichung (21) ist im Bild 14 als

$$H = f\left(\frac{t}{\tau}\right)$$

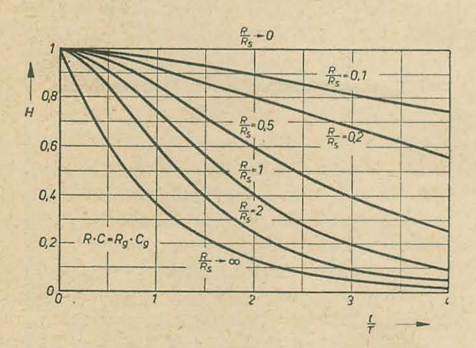


Bild 14: Verformungen des Spannungssprunges, bewirkt durch einen nach Bild 13 kompensierten Verstärker

Zusammenstellung der Gleichungen zur Berechnung des Impulsverhaltens ein- und mehrstufiger unkompensierter und kompensierter Verstärker

Die Impulsflanken verformende Schaltungen

$$n = 1 \quad H = 1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \qquad (9)$$

$$n = 2 \quad H = 1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\left(1 + \frac{t}{R \cdot C}\right) \qquad (23)$$

$$n = 3 \quad H = 1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\left[1 + \frac{t}{R \cdot C}\left(1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{t}{R \cdot C}\right)\right] \qquad (24)$$

Grafische Darstellung siehe Bild 17

$$n = 1 \quad H = 1 - e^{-k_1 \cdot t}(\cos k_2 \cdot t - k_3 \cdot \sin k_2 \cdot t) \qquad (18)$$

$$n = 2 \quad H = 1 - e^{-k_1 \cdot t} \left\{\cos k_2 \cdot t\left[1 + \frac{k_1 \cdot t}{2}(1 - k_3^2) + k_2 \cdot k_3 \cdot t\right] - \sin k_2 \cdot t \left[k_3 - \frac{k_2 \cdot t}{2}(1 - k_3^2) - \frac{k_1}{2 \cdot k_2} + k_1 \cdot k_3 \cdot t - \frac{k_1 \cdot k_3^2}{2 \cdot k_2}\right]\right\} \qquad (25)$$

Darin bedeuten:

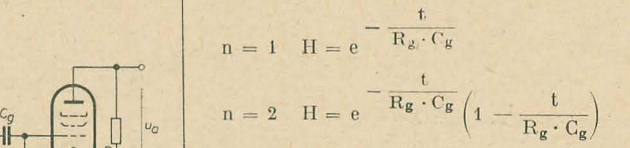
$$k_1 = \frac{1}{2 \cdot \varrho^2 \cdot R \cdot C} \qquad (19)$$

$$k_2 = \frac{1}{R \cdot C}\sqrt{\frac{4 \cdot \varrho^2 - 1}{4 \cdot \varrho^4}}, \quad \varrho = \frac{1}{R}\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (19)$$

$$k_3 = \frac{1}{k_2 \cdot R \cdot C}(1 - k_1 \cdot R \cdot C) \qquad (19)$$

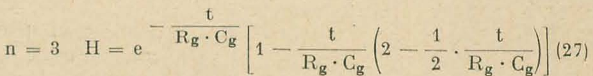
Grafische Darstellung von Gleichung (18) im Bild 11. Bild 18 zeigt die Auswertung von Gleichung (25) und weiteren Gleichungen, die man durch mehrmaliges Umzeichnen der hier nicht dargestellten H-Funktionen erhält.

Das Impulsdach verformende Schaltungen



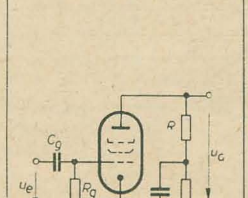
$$n = 1 \quad H = e^{-\frac{t}{R_g \cdot C_g}} \qquad (12)$$

$$n = 2 \quad H = e^{-\frac{t}{R_g \cdot C_g}}\left(1 - \frac{t}{R_g \cdot C_g}\right) \qquad (26)$$



$$n = 3 \quad H = e^{-\frac{t}{R_g \cdot C_g}}\left[1 - \frac{t}{R_g \cdot C_g}\left(2 - \frac{1}{2} \cdot \frac{t}{R_g \cdot C_g}\right)\right] \qquad (27)$$

Grafische Darstellung der Gleichungen (12), (26) und (27) siehe Bild 19

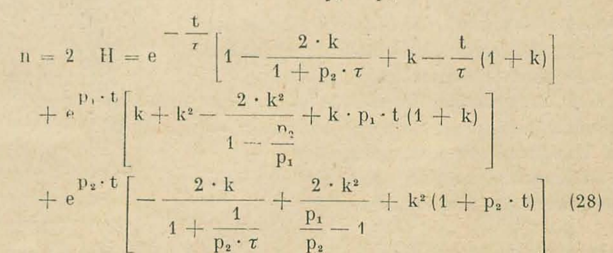


$$R \cdot C = R_g \cdot C_g = \tau$$

$$p_{1,2} = \frac{-\frac{R}{R_s} - 1 \pm \left(\frac{R}{R_s} - 1\right)}{2 \cdot \tau}$$

$$k = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{1}{p_1 - p_2}$$

$$n = 1 \quad H = e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{1}{\tau} \cdot \frac{e^{p_1 \cdot t} - e^{p_2 \cdot t}}{p_1 - p_2} \qquad (21)$$



$$n = 2 \quad H = e^{-\frac{t}{\tau}}\left[1 - \frac{2 \cdot k}{1 + p_2 \cdot \tau} + k - \frac{t}{\tau}(1 + k)\right] + e^{p_1 \cdot t}\left[k + k^2 - \frac{2 \cdot k^2}{1 - \frac{p_2}{p_1}} + k \cdot p_1 \cdot t\,(1 + k)\right] + e^{p_2 \cdot t}\left[-\frac{2 \cdot k}{1 + \frac{1}{p_2 \cdot \tau}} + \frac{2 \cdot k^2}{\frac{p_1}{p_2} - 1} + k^2(1 + p_2 \cdot t)\right] \qquad (28)$$

Grafische Darstellung von Gleichung (21) im Bild 14, von Gleichung (28) im Bild 20

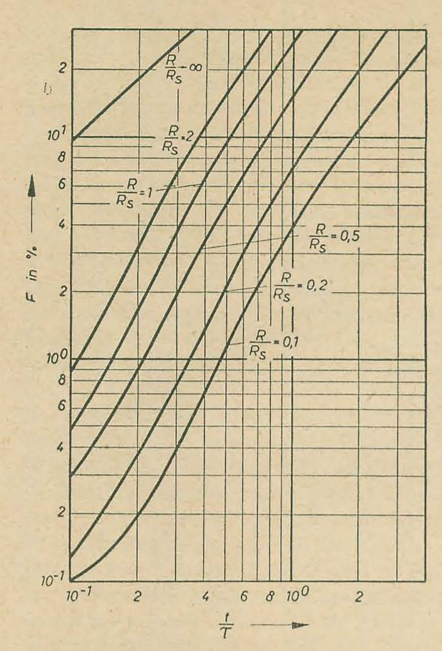


Bild 15: Dachabfall, durch einen nach Bild 13 kompensierten Verstärker verursacht

mit den Parametern

$$\frac{R}{R_s} = 0 \cdots \infty$$

grafisch dargestellt.
Für die Dimensionierung interessiert der Dachabfall des Ausgangsimpulses. Dieser ist nach Gleichung (13)

$$F = (1\text{-}H) \cdot 100 \quad \text{in } \%$$

und für die Schaltung nach Bild 13 mit $\frac{R}{R_s}$ als Parameter im Bild 15 aufgezeichnet.
Damit ist eine Berechnung aller Schaltelemente eines einstufigen Breitbandverstärkers nach dem Impulsverhalten möglich.

Mehrstufige Verstärker

Die Berechnung mehrstufiger Verstärker nach der Impulscharakteristik ist wesentlich schwieriger als die Berechnung nach dem Frequenzgang, denn es ist nicht möglich, die H-Werte eines mehrstufigen Verstärkers aus der Addition oder Multiplikation der H-Werte der einzelnen Stufen zu erhalten. Vielmehr muß die t-Funktion der Ausgangsspannung mehrstufiger Verstärker mittels des Faltungssatzes [1] berechnet werden. Dies soll am Beispiel des Verstärkers nach Bild 16 gezeigt werden.

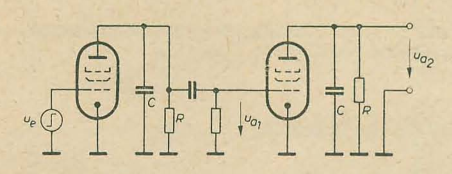


Bild 16: Zweistufiger Verstärker

Die Arbeitswiderstände und die parasitären Kapazitäten beider Stufen sind gleich. Das Koppelglied bleibt unberücksichtigt, da es erst bei größeren Zeiten zu wirken beginnt.
Analog zu früheren Berechnungen [Gleichung (6)] ist unter der Bedingung der Rückwirkungsfreiheit die p-Funktion für

$$u_{a1} \cdot u_e \cdot \frac{S}{C} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{R \cdot C}} \quad \text{und}$$

$$u_{a2} = u_{a1} \cdot \frac{S}{C} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{R \cdot C}},$$

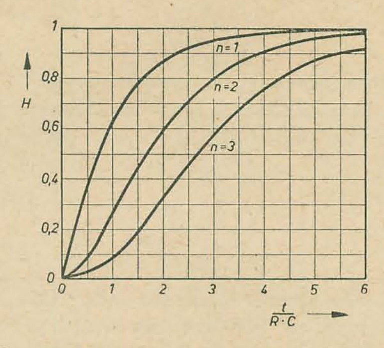


Bild 17: Formverzerrungen des Spannungssprunges, bewirkt durch die unkompensierten Anodenglieder R · C eines n-stufigen Verstärkers

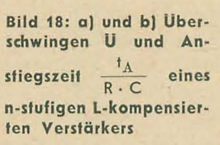
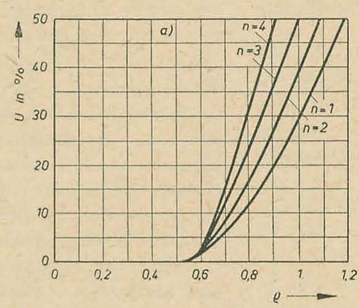
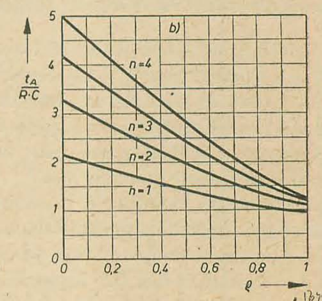


Bild 18: a) und b) Überschwingen Ü und Anstiegszeit $\frac{t_A}{R \cdot C}$ eines n-stufigen L-kompensierten Verstärkers





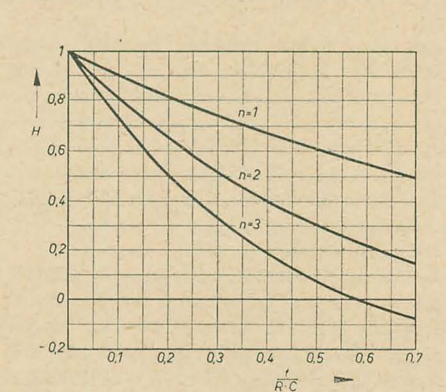


Bild 19: Formverzerrungen, bewirkt durch die unkompensierten Koppelglieder eines n-stufigen Verstärkers

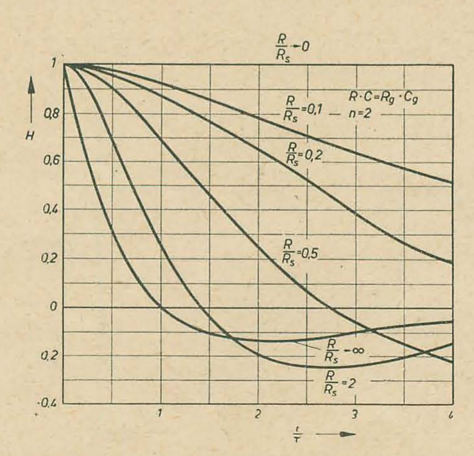


Bild 20: Verformungen des Spannungssprunges, bewirkt durch einen zweistufigen nach Bild 13 kompensierten Verstärker

also

$$u_{a2} = u_e \cdot \frac{S^2}{C^2} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{R \cdot C}} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{R \cdot C}}$$

$$= u_e \cdot \frac{S^2}{C^2} \cdot f_{1(p)} \cdot f_{2(p)}.$$

Die Zeitfunktion wird mittels des Faltungssatzes [1] berechnet. Die dazu benötigten Zeitfunktionen der einzelnen Stufen folgen aus Gleichung (7) zu:

$$F_{1(t)} = F_{2(t)} = R \cdot C \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\right)$$

und somit das Faltungsintegral

$$u_{a2} = u_e \cdot \frac{S^2}{C^2} (R \cdot C)^2$$

$$\frac{d \cdot \int_0^t \left(1 - e^{-\frac{\vartheta}{R \cdot C}}\right)\left(1 - e^{-\frac{(t-\vartheta)}{R \cdot C}}\right) d\vartheta}{dt}.$$

Nach Lösung des Integrals, Differentiation und Normieren auf die Spannung

$$U_{a2} = u_2 \cdot S^2 \cdot R^2$$

(diesem Grenzwert nähert sich die Ausgangsspannung bei großen Zeiten) erhält man schließlich:

$$H = \frac{u_{a2}}{U_{a2}} = 1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}}\left(1 + \frac{t}{R \cdot C}\right). \quad (23)$$

Das Beispiel zeigt, daß man die H-Funktion eines zweistufigen Verstärkers mittels des auf die H-Funktionen der einzelnen Stufen angewandten Faltungssatzes findet. Zur Berechnung der Zeitfunktion der Ausgangsspannung eines dreistufigen Verstärkers müßte im Zusammenhang mit den Gleichungen (23) und (7) abermals der Faltungssatz angewandt werden. Es soll in diesem Rahmen jedoch auf weitere Berechnungen verzichtet werden.
Um trotzdem einen möglichst abgerundeten Überblick über das Impulsverhalten mehrstufiger Verstärker zu geben, wurden auf Seite 22 die Gleichungen für die normierte Ausgangsspannung solcher Verstärker angegeben und für einige Parameter grafisch dargestellt. Die Stufenzahl wurde mit n bezeichnet.

Literatur

[1] Linde: Die Operatorenrechnung und ihre Anwendung auf die Berechnung von Schaltvorgängen;
radio und fernsehen 3 (1960) S. 78 bis 81

Linearverstärker in der Kerntechnik (1)

R. GÄRTNER
Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

Nachdem vor einiger Zeit in radio und fernsehen [1] die Impulsformen der in der Kernphysik verwendeten wichtigsten Strahlendetektoren beschrieben wurden, soll der folgende Beitrag eine Übersicht über die Anforderungen geben, die an elektronische Verstärker gestellt werden.

Allgemeine Probleme bei der Verstärkung von Impulsen kernphysikalischer Strahlendetektoren

Aufgabe des Verstärkers, Meßanordnung

Die ungefähre Höhe der Detektorimpulse, die in den Tabellen von [1] aufgeführt sind, zeigen, wie notwendig es ist, die am Arbeitswiderstand des Detektor auftretende Impulsspannung zu verstärken. Während sich mit Auslösezählrohren Impulsspannungen von 1 ··· 100 V erreichen lassen, beträgt die maximale Impulshöhe bei Proportionalzählrohren 1 ··· 10 mV, bei Szintillationszählern etwa 10 ··· 1000 mV. Die Empfindlichkeit der Kippschaltungen, in den zum Nachweis der Detektorimpulse benutzten elektronischen Geräten, liegt dagegen nicht unter 5 V.

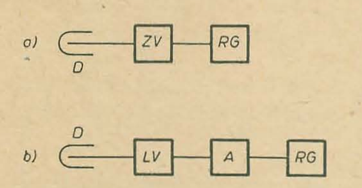


Bild 1: Blockschaltbilder der Meßanordnungen, a) zur Registrierung der Impulszahl je Zeiteinheit, b) zur Bestimmung der Impulshöhenverteilung

Für die Auswahl der Verstärkerschaltung ist die Art der Meßaufgabe ausschlaggebend. Diese läßt sich im wesentlichen auf zwei Grundformen zurückführen (Bild 1):

a) Messung der Gesamtimpulsdichte zur Bestimmung der Strahlungsintensität und

b) Messung der Impulshöhenverteilung zur Bestimmung der Strahlungsenergie.

Die Meßanordnung nach a) ist verhältnismäßig einfach zu übersehen. Die Aufgabe des Zählverstärkers ZV besteht darin, möglichst alle vom Detektor D gelieferten Impulse soweit zu verstärken, daß deren Höhe ausreicht, die Eingangskippschaltung des Registrier-Gerätes RG zum Ansprechen zu bringen. Letzteres kann entweder ein Impulsdichtemesser sein, der die mittlere Zahl der Impulse je Zeiteinheit anzeigt oder eine — meist dekadisch anzeigende — Impulszähleinheit, die die digitale Auszählung der Impulse über eine bestimmte Zeit ermöglicht. Besonders hohe Anforderungen an die Stabilität, die Linearität und den Frequenzgang werden an den Verstärker nicht gestellt. Es genügt oft ein ein- oder zweistufiger RC-Verstärker.

Für die Meßanordnung b) gilt eine grundsätzlich andere Aufgabenstellung. Hier handelt es sich nicht nur darum, die Intensität einer radioaktiven Strahlung, sondern auch die Art des Strahlers, die Energie der von ihm ausgestrahlten Teilchen bzw. Quanten zu bestimmen. Die Impulshöhen des Detektors müssen also proportional der Strahlungsenergie sein. Detektoren dieser Art sind die Ionisationskammer, das Proportionalzählrohr und der Szintillationszähler [2]. Dem Verstärker LV folgt der Impulshöhenanalysator A, an dem wiederum — wie in der Meßanordnung a) — ein Registriergerät RG angeschlossen ist.

Aus dieser Aufgabenstellung, den technischen Daten des Impulshöhenanalysators und des Detektors lassen sich die Anforderungen an den Verstärker LV ableiten. Der Analysator ist ein elektronischer Kanal, der sich in seiner Breite, je nach Meßaufgabe, zwischen 0 und 10 V variieren und durch das gesamte Impulshöhenspektrum, das sich z. B. von 0 ··· 100 V erstreckt, verschieben läßt.

Mißt man mit dem Registriergerät die Impulsdichte als Funktion der Lage des Kanals im Impulshöhenspektrum, so erhält man das gesuchte Impulshöhenspektrum. Bild 2 zeigt das mit einem Szintillationskopf VA-S-961 unter Verwendung eines mit Thallium aktivierten Natriumjodid-Szintillators aufgenommene γ-Spektrum des Isotops ^{137}Cs. Je geringer die Kanalbreite gewählt ist, desto feiner läßt sich zwar die Struktur des Spektrums erfassen, jedoch sind um so mehr Messungen erforderlich. Soll das gesamte Spektrum von 0 ··· 100 Volt mit einer Kanalbreite von 1 V gemessen werden, so sind 100 einzelne Messungen nötig. Eine solche Aufnahme des Impulshöhenspektrums nimmt sehr viel Zeit in Anspruch. Mit einem Vielkanalanalysator, der z. B. 50, 100 oder mehr Kanäle gleichzeitig auszählt, läßt sich ein Spektrum bedeutend schneller ausmessen. Ein derartiges Gerät ist aber sehr umfangreich und mit hohen Kosten verbunden.

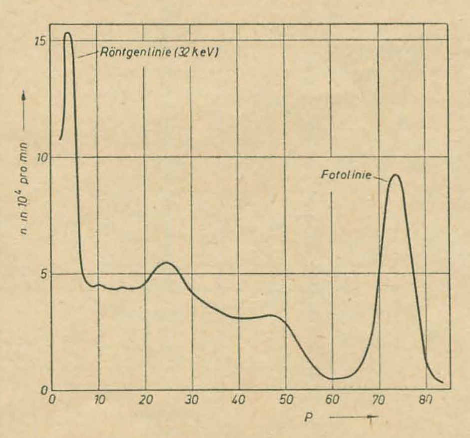


Bild 2: Impulshöhenspektrum der γ-Strahlung des Isotops 137 Cs, gemessen mit dem Szintillationskopf VA-S-961 (P in V)

Ein typischer Einkanalanalysator, der sich in der Praxis bereits bewährt hat, ist das Gerät VA-W-01 des VEB Vakutronik. Seine Arbeitsweise ist in [3] näher beschrieben. Der Meßbereich dieses Analysators erstreckt sich von 5 ··· 100 Volt. Es ist nun Aufgabe des Verstärkers LV, die am Detektor D vorhandenen Impulshöhen bis in diesen Meßbereich von 5 ··· 100 V zu verstärken. Dabei ist es besonders wichtig, daß die Verteilung der Impulshöhen — wie sie z. B. Bild 2 zeigt — nicht verändert wird, denn diese Verteilung ist charakteristisch für den betreffenden Strahler.

Diese Art der Messung beinhaltet also die Bestimmung eines radioaktiven Strahlers durch die Messung der Impulshöhenverteilung. Durch den Vergleich mit einem Eichpräparat, dessen Energie genau bekannt ist, kann auch die Energie des unbekannten Strahlers quantitativ bestimmt werden.

Der Verstärkungsfaktor V_0 des Verstärkers muß also im Bereich der Ausgangsspannung 5 ··· 100 Volt konstant und unabhängig von der Eingangsspannung sein, d. h., der Verstärker muß im gesamten Meßbereich des Analysators „linear" verstärken. Derartige Verstärker bezeichnet man als „Linear"- oder auch „Proportional"-Verstärker. Da sich eine Messung — wie vorher beschrieben — über längere Zeit erstrecken kann, darf sich der Verstärkungsfaktor auch durch Netzspannungsschwankungen oder andere äußere Einflüsse nicht ändern. Für die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse wird eine gute Langzeitkonstanz, vor allem bei Röhrenalterungen, gefordert.

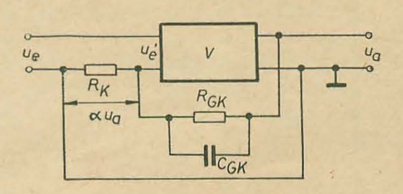


Bild 3: Ersatzschaltbild eines spannungsgegengekoppelten Verstärkers

Wahl der Schaltung

Gegenkopplung

Die genannten Forderungen lassen sich am besten mit Gegenkopplungsschaltungen realisieren. Bild 3 zeigt das Ersatzschaltbild eines Verstärkers V mit Spannungsgegenkopplung: ein Teil $\alpha\, u_a$ der Ausgangsspannung wird der Eingangsspannung u_e entgegengeschaltet. Die am Verstärkereingang wirksame Spannung ist also im allgemeinen Fall $u_e' = u_e - \alpha\, u_a$. Vernachlässigt man zunächst den Einfluß der

Blindwiderstände, so ergibt sich für den Gegenkopplungsfaktor:

$$\frac{1}{g} = \frac{V_0}{V_0'} \qquad (1)$$

und für den Gegenkopplungsgrad

$$\alpha_0 = \frac{R_k}{R_k + R_{GK}}, \qquad (2)$$

wobei

V_0 die Verstärkung ohne Gegenkopplung,

V_0' die Verstärkung mit Gegenkopplung und

R_k sowie R_{GK} die Widerstände im Gegenkopplungszweig sind.

Dann gilt:

$$(u_e - \alpha \cdot u_a)\, V_0 = u_a,$$

oder

$$V_0' = \frac{u_a}{u_e} = \frac{1}{\frac{1}{V_0} + \alpha_0}, \qquad (3)$$

und damit

$$\frac{1}{g} = 1 + \alpha_0 V_0. \qquad (4)$$

Soll V_0' nur von den ohmschen Widerständen R_k und R_{GK}, nicht aber von der Verstärkung V_0 abhängig sein, so muß

$$\frac{1}{V_0} \ll \alpha_0$$

gelten, deshalb das Gegenkopplungssignal in die Katode der Röhre $Rö_1$ einspeisen. Dadurch wird wiederum der Gegenkopplungszweig R_k, R_{GK} sehr niederohmig und belastet den Ausgang, d. h., die Verstärkung der Schaltung sinkt. Um einen Verstärkungsverlust zu vermeiden, verwendet man die Anodenbasisstufe ($Rö_3$ im Bild 4b), an deren niederohmigen Katodenausgang der Gegenkopplungsspannungsteiler R_k, R_{GK} angeschlossen ist. Verstärkungsfaktoren von $10^3 \cdots 10^4$ lassen sich jedoch mit der geforderten Bandbreite auch mit dieser Schaltung nicht erreichen. Eine Gegenkopplung über mehr als drei Stufen birgt andererseits immer die Gefahr der Selbsterregung in sich. Man schaltet daher zweckmäßig zwei Verstärkergruppen nach Bild 4b in Kaskade. Der Vers ärkungsfaktor V_0' jeder dieser Gruppen muß dann gleich der Wurzel aus dem Gesamtverstärkungsfaktor von z. B. 10^4, also 10^2 sein. Mit einem praktisch üblichen Gegenkopplungsfaktor von 100 wird somit für die Verstärkung jeder Gruppe ohne Gegenkopplung $V_0 = \frac{V_0'}{g} = 10^4$ gefordert. Nimmt man weiter an, daß der Verstärkungsfaktor V_{st_0} jeder der bei den Röhrenstufen $Rö_1$ und $Rö_2$ gleich sein soll und daß der Verstärkungsfaktor der Anodenbasisstufe $Rö_3$ gleich 1 ist. So erhält man für den Verstärkungsfaktor V_{st_0} jeder Röhrenstufe einen Wert von $\sqrt{10^4} = 10^2$.

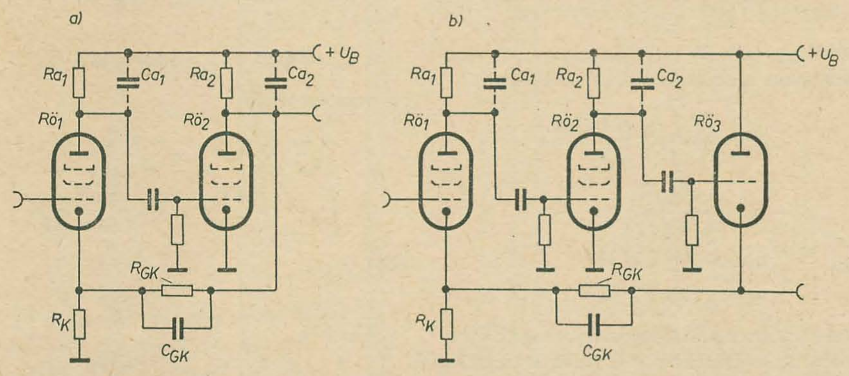


Bild 4: Prinzipschaltung von gegengekoppelten mehrstufigen RC-Verstärkern, a) Gegenkopplung von der Anode der zweiten zur Katode der ersten Röhre, b) Verwendung einer Anodenbasisstufe im Gegenkopplungszweig

und es wird

$$V_0' \approx \frac{1}{\alpha_0}.$$

Diese Bedingung ist mit einstufigen Verstärkern nicht zu erfüllen, wenn gleichzeitig die Forderung besteht, daß die Verstärkung $V_0' \gg 1$ sein soll. Diese Forderung ist aber an Linearverstärkern zu stellen, denn der Gesamtverstärkungsfaktor muß so hoch gewählt werden, daß auch die kleinsten vorkommenden Impulsspannungen am Detektor bis in den Meßbereich des Analysators hineinragen. Verstärkungsfaktoren von $10^3 \cdots 10^4$ (60 dB bis 80 dB) sind allgemein üblich. Die Gegenkopplung wird deshalb über zwei Stufen ausgeführt. Eine solche Schaltung zeigt Bild 4a. Zur Übertragung des relativ breiten Frequenzbandes eignet sich nur ein aperiodischer RC-Verstärker.

Die Spannung am Ausgang der Schaltung, an der Anode der Röhre $Rö_2$ besitzt die gleiche Phase wie die Eingangsspannung U_e. Man muß

Konstanz des Verstärkungsfaktors

Um etwas über die Konstanz des Verstärkungsfaktors infolge der stabilisierenden Wirkung der Gegenkopplung zu erfahren, muß man die Änderung des Verstärkungsfaktors V_0' zur Änderung des Verstärkungsfaktors ohne Gegenkopplung V_0 in Beziehung setzen. Zu diesem Zweck formt man Gleichung (3) in

$$V_0' = \frac{V_0}{1 + \alpha_0 V_0} \qquad (5)$$

um. Durch Logarithmieren folgt:

$$\ln V_0' = \ln V_0 - \ln (1 + \alpha_0 V_0).$$

Da

$$d (\ln x) = \frac{dx}{x}$$

gilt, kann man

$$\frac{dV_0'}{V_0'} = \frac{dV_0}{V_0} - \alpha_0 \frac{dV_0}{1 + \alpha_0 V_0} \qquad (6)$$

schreiben.

Das ergibt:

$$\frac{dV_0'}{V_0'} = \frac{dV_0}{V_0}\left(1 - \frac{\alpha_0 V_0}{1 + \alpha_0 V_0}\right),$$

also

$$\frac{dV_0'/V_0'}{dV_0/V_0} = \frac{1}{1 + \alpha_0 V_0} = g. \qquad (7)$$

Dieser Gleichung kann man entnehmen, daß mit einem Gegenkopplungsfaktor von 100 ($g = 1\%$), die Änderung des Verstärkungsfaktors V_0' nur 0,5% beträgt, wenn der Verstärkungsfaktor ohne Gegenkopplung, V_0' um 50% schwankt. Die Abweichungen des letzteren werden jedoch sowohl bei Netzschwankungen als auch bei Röhrenalterung kaum diesen hohen Wert überschreiten.

Um den gleichen Faktor wird auch die Änderung des Verstärkungsfaktors durch Aussteuerung der Röhren in den nichtlinearen Teil der Kennlinien reduziert. Mit anderen Worten, die Gegenkopplung verbessert die Linearität des Verstärkers.

Einfluß der Gegenkopplung auf die Anstiegzeit des Verstärkers

Eine Bedingung, die man an einen Linearverstärker stellen muß, ist die, daß seine Sprungkennlinie ohne Überschwingen verlaufen muß. (Unter der Sprungkennlinie versteht man dabei die Wiedergabe eines an den Verstärkereingang gelegten idealen Spannungssprunges oder einer Sprungfunktion.)

Im Bild 5 sind neben der Sprungfunktion a) drei typische Sprungkennlinien von Verstärkern gezeigt. Eine Sprungkennlinie nach b) ist auf jeden Fall zu vermeiden. Hier ist zwar die Anstiegzeit klein, dem Impuls ist jedoch eine abklingende Schwingung überlagert, die bei hinreichend kleiner Auflösungszeit des Analysators unter Umständen eine Mehrfachauslösung bewirken kann. Das Zählgerät zählt dann mehr Impulse, als am Eingang des Verstärkers vorhanden sind.

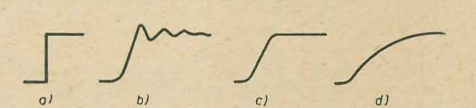


Bild 5: a) Sprungfunktion,
b) Sprungkennlinie eines Verstärkers $(\tau_{GK} < 2\sqrt{g}\, \tau_{2_{st}})$,
c) Sprungkennlinie eines Verstärkers $(\tau_{GK} = 2\sqrt{g}\, \tau_{2_{st}})$,
d) Sprungkennlinie eines Verstärkers $(\tau_{GK} > 2\sqrt{g}\, \tau_{2_{st}})$

Soll der Verstärker steile Impulse ohne wesentlichen Verlust an Impulshöhe wiedergeben, so ist eine minimale Anstiegzeit anzustreben, ohne daß jedoch Überschwingen vorhanden ist [Kurve c)]. Mitunter ist, wie noch beschrieben wird, zur Erzielung eines optimalen Signal-Rauschverhältnisses die Vergrößerung der Anstiegzeit des Verstärkers notwendig. Dann verläuft die Sprungkennlinie wie z. B. in d) nach einer e-Funktion.

Zur Berechnung der Sprungkennlinie und der Anstiegzeit müssen die Integrationszeitkonstanten an den Anoden der Röhrenstufen R_a, C_a und im Gegenkopplungszweig R_{GK}, C_{GK}

berücksichtigt werden. In erster Näherung wird der Verstärker als idealer Tiefpaß betrachtet, d. h. es wird angenommen, daß die Koppelzeitkonstanten an den Gittern der Verstärkerröhren groß gegen die Integrationszeitkonstanten sind. Der reelle Gegenkopplungsgrad α_0 wird durch den Kondensator C_{GK} komplex.

Man erhält:

$$\alpha = \frac{R_K}{R_K + \dfrac{R_{GK} \cdot \dfrac{1}{j\omega C_{GK}}}{R_{GK} + \dfrac{1}{j\omega C_{GK}}}} . \qquad (8)$$

Mit $\tau_{GK} = R_{GK} \cdot C_{GK}$ und $\alpha_0 = \dfrac{R_K}{R_K + R_{GK}}$ wird

$$\alpha(p) = \alpha_0 \frac{1 + p\,\tau_{GK}}{1 + p\,\alpha_0 \tau_{GK}} . \qquad (9)$$

Da $p\alpha_0\tau_{GK} \ll 1$ ist, vereinfacht sich Gleichung (9) zu

$$\alpha(p) = \alpha_0 (1 + p\,\tau_{GK}) . \qquad (10)$$

Die Verstärkung einer Röhrenstufe ist:

$$V_{st} = S\,\mathfrak{R}_a = S \frac{R_a \dfrac{1}{j\omega C_a}}{R_a + \dfrac{1}{j\omega C_a}} .$$

Hierin setzt man $\tau_{2st} = R_a C_a$ und $V_{st_0} = S R_a$ ein und erhält im Unterbereich:

$$V_{st}(p) = \frac{V_{st_0}}{1 + p\,\tau_{2st}} .$$

Bei zwei gleichen Röhrenstufen in Kaskade gilt $V = (S\,\mathfrak{R}_a)^2 = V_{st}^2$, also:

$$V(p) = \frac{V_0}{(1 + p\,\tau_{2st})^2} . \qquad (11)$$

Gleichung (5) ergibt im Unterbereich:

$$V'(p) = \frac{V(p)}{1 + \alpha(p)\,V(p)}$$

und nach Einsetzen der Gleichungen (10) und (11)

$$V'(p) = \frac{V_0}{(1 + p\,\tau_{2st})^2 + \alpha_0 V_0 (1 + p\,\tau_{GK})} .$$

Erweitert man mit $\dfrac{1}{1 + \alpha_0 V_0}$, so erhält man schließlich:

$$\frac{V'(p)}{V_0'} = \frac{1}{1 + p\left(\dfrac{2\tau_{2st} + \alpha_0 V_0 \tau_{GK}}{1 + \alpha_0 V_0}\right) + p^2 \dfrac{(\tau_{2st})^2}{1 + \alpha_0 V_0}} . \qquad (12)$$

Soll die Sprungkennlinie des Verstärkers ohne Überschwingen verlaufen, so darf der Nenner der Gleichung (12) keine komplexen Wurzeln enthalten. Der Nenner der Gleichung (12) ergibt nach p aufgelöst:

$$p = -\frac{2\tau_{2st}\,\alpha_0 V_0 \tau_{GK}}{2\tau_{2st}^2} \pm \sqrt{\left(\frac{2\tau_{2st} + \alpha_0 V_0 \tau_{GK}}{2\tau_{2st}^2}\right)^2 - \frac{1 + \alpha_0 V_0}{\tau_{2st}^2}} .$$

Setzt man die Wurzel Null, so wird:

$$\tau_{GK} = \frac{2\tau_{2st}}{\alpha_0 V_0}\left(\sqrt{1 + \alpha_0 V_0} - 1\right)$$

und mit $\alpha_0 V_0 \gg 1$

$$\tau_{GK} \approx \frac{2\tau_{2st}}{\sqrt{\alpha_0 V_0}} \approx 2\sqrt{g}\,\tau_{2st} . \qquad (13)$$

Bei einem Verstärker, der mit Röhren mit einem hohen S/C-Verhältnis (z. B. mit einer EF 80, Steilheit etwa 7 mA/V) bestückt ist, wird die geforderte Stufenverstärkung $V_{st_0} = 10^2$ mit Anodenwiderständen $R_a = 12{,}5\ k\Omega$ nahezu erreicht. Bei einem äußerst kapazitätsarmen Aufbau kann man Streu- und Schaltkapazitäten von etwa 20 pF erzielen. Mit diesen Werten ergibt sich eine Zeitkonstante $\tau_{2st} = R_a C_a$ von 250 ns.

Mit einem Gegenkopplungsfaktor 100, d. h. $g = 10^{-2}$, beträgt nach Gleichung (13) die erforderliche Zeitkonstante im Gegenkopplungszweig $\tau_{GK} = 50$ ns. Um den genauen Wert am fertigen Gerät mit einem Oszillografen einzustellen, führt man C_{GK} in Form eines kleinen Trimmers aus. Ein üblicher Wert für R_{GK} ist 10 kΩ, demnach muß der Trimmer eine Kapazität von etwa 5 pF besitzen.

Die obere Grenzfrequenz eines derartigen Verstärkers beträgt etwa 3 MHz. Da man für einen Gesamtverstärkungsfaktor von 10^4 zwei Verstärkergruppen in Kaskade schalten muß, reduziert sich diese Grenzfrequenz beim Gesamtverstärker auf etwa 2 MHz.

Nach einer Definition von Elmore [4] gilt für die Anstiegszeit t_{an} eines Verstärkers, dessen Sprungkennlinie durch die Gleichung

$$\frac{V'(p)}{V_0'} = f(p) = \frac{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \cdots + a_n p^n}{1 + b_1 p + b_2 p^2 + \cdots + b_m p^m} \qquad (14)$$

dargestellt werden kann, die Gleichung

$$t_{an} = \sqrt{2\pi}\left[b_1^2 - a_1^2 + 2(a_2 - b_2)\right]^{1/2} . \qquad (15)$$

Gleichung (12) ist mit Gleichung (14) identisch, wenn man für die Koeffizienten

$$b_1 = \frac{2\tau_{2st} + \alpha_0 V_0 \tau_{GK}}{1 + \alpha_0 V_0} ,$$

$$b_2 = \frac{(\tau_{2st})^2}{1 + \alpha_0 V_0} ,$$

$$a_i = 0 \ (\text{für } i \geqq 1),$$

$$b_i = 0 \ (\text{für } i \geqq 3)$$

setzt. Wählt man die Gegenkopplungszeitkonstante nach Gleichung (13), so ergibt sich für die Anstiegszeit des Verstärkers

$$t_{an} \approx \frac{\sqrt{4\pi}\,\tau_{2st}}{\sqrt{1 + \alpha_0 V_0}} . \qquad (16)$$

In unserem Beispiel beträgt $t_{an} \approx 0{,}35 \cdot 250$ ns ≈ 90 ns. Vergrößert man τ_{GK} über den durch Gleichung (13) gegebenen Wert, setzt man also

$$\tau_{GK} \gg \frac{2\tau_{2st}}{\sqrt{\alpha_0 V_0}} \qquad (17)$$

ein, so folgt:

$$\frac{V'(p)}{V_0'} = \frac{1}{1 + p\,\tau_{GK}\left(\dfrac{\alpha_0 V_0}{1 + \alpha_0 V_0}\right)} \qquad (18)$$

und mit

$$\alpha_0 V_0 \gg 1$$

$$\frac{V'(p)}{V_0'} = \frac{1}{1 + p\,\tau_{GK}} . \qquad (19)$$

Daraus ist zu erkennen, daß die Sprungkennlinie und somit auch der Gang des Verstärkungsfaktors am oberen Ende des Frequenzbandes um so mehr durch die Zeitkonstante τ_{GK} bestimmt wird, je mehr

τ_{GK} den Wert $\dfrac{2\tau_{2st}}{\sqrt{\alpha_0 V_0}}$

überschreitet. Man führt deshalb C_{GK} variabel aus, um die der jeweiligen Meßaufgabe entsprechende optimale Anstiegszeit bzw. Grenzfrequenz einstellen zu können.

Für Gleichung (17) ergibt sich als Anstiegszeit nach der Gleichung (15):

$$t_{an} \approx \sqrt{2\pi}\,\frac{\alpha_0 V_0}{1 + \alpha_0 V_0}\,\tau_{GK} \qquad (20)$$

und mit $\alpha_0 V_0 \gg 1$

$$t_{an} \approx \sqrt{2\pi}\,\tau_{GK} . \qquad (21)$$

Wählt man in unserem Beispiel $\tau_{GK} = 5\ \mu s$, dann ergibt sich eine Anstiegszeit von $t_{an} \approx 12{,}5\ \mu s$.

Konstanz der Anstiegszeit

Zur Berechnung des Einflusses der Schwankungen des Verstärkungsfaktors V_0 auf die Anstiegszeit logarithmiert man die Gleichung (16):

$$\ln t_{an} = \ln \sqrt{4\pi}\,\tau_{2st} - 0{,}5 \ln(1 + \alpha_0 V_0) .$$

Daraus erhält man:

$$\frac{d\,t_{an}}{t_{an}} = -0{,}5\,\frac{\alpha_0\,d V_0}{1 + \alpha_0 V_0} = \frac{d V_0}{V_0}\left(-0{,}5\,\frac{\alpha_0 V_0}{1 + \alpha_0 V_0}\right),$$

also

$$\frac{d\,t_{an} / t_{an}}{d V_0 / V_0} = -0{,}5\,\frac{1}{1 + \dfrac{1}{\alpha_0 V_0}} \approx -0{,}5 . \qquad (22)$$

Dieses Ergebnis ist bemerkenswert, denn es zeigt, daß die Anstiegszeit des nach Gleichung (13) kritisch abgeglichenen Verstärkers durch die Gegenkopplung keinesfalls im gleichen Maß wie der Verstärkungsfaktor V_0' stabilisiert wird [vergleiche mit Gleichung (7)]. Eine Verkleinerung des Verstärkungsfaktors V_0 um 10 % wirkt sich also in einer Vergrößerung der Anstiegszeit um 5 % aus.

Die Anstiegszeit nach Gleichung (20) ist dagegen wesentlich weniger von der Verstärkung V_0 abhängig. Logarithmiert man diese Gleichung, so erhält man:

$$\ln t_{an} = \ln\left(\sqrt{2\pi}\,\alpha_0 V_0 \tau_{GK}\right) - \ln(1 + \alpha_0 V_0)$$

und

$$\frac{d\,t_{an}}{t_{an}} = \frac{d V_0}{V_0} - \alpha_0 \frac{d V_0}{1 + \alpha_0 V_0} .$$

Daraus ergibt sich durch einfaches Umformen:

$$\frac{d\,t_{an} / t_{an}}{d V_0 / V_0} = \frac{1}{1 + \alpha_0 V_0} = g . \qquad (23)$$

Es ist in diesem Zusammenhang interessant, das Verhältnis Verstärkung: Anstiegszeit für

einen zweistufigen RC-Verstärker mit und ohne Gegenkopplung zu betrachten.
Im ersten Fall erhält man für den kritisch abgeglichenen Verstärker:

$$\frac{V_0'}{t_{an}} = \frac{V_0}{1 + \alpha_0 V_0} \cdot \frac{\sqrt{1 + \alpha_0 V_0}}{\sqrt{4\pi}\, \tau_{2_{st}}},$$

woraus man nach Umformen

$$\frac{V_0'}{t_{an}} = \sqrt{\frac{V_0'}{2}} \cdot \frac{S}{\sqrt{2\pi}\, C_a}$$

erhält. Die Sprungkennlinie eines zweistufigen RC-Verstärkers ohne Gegenkopplung ist durch die Gleichung (11) gegeben:

$$\frac{V(p)}{V_0} = \frac{1}{1 + p\, 2\tau_{2_{st}} + p^2 \tau_2{}^2_{st}}.$$

Mit den Koeffizienten

$$a_i = 0, \text{ (für } i \geqq 0) \; bi = 0 \text{ (für } i \geqq 3),$$
$$b_1 = 2\,\tau_{2st}$$

und $$b_2 = \tau_{2st}$$

gilt dann für die Anstiegszeit des Verstärkers nach Gleichung (15)

$$t_{an} = \sqrt{4\pi}\, \tau_{2_{st}}$$

Das gesuchte Verhältnis ist:

$$\frac{V_0}{t_{an}} = \frac{(SR_a)^2}{\sqrt{4\pi}\, \tau_{2_{st}}} = \sqrt{\frac{V_0}{2}} \frac{S}{\sqrt{2\pi}\, C_a}.$$

also genau so groß wie das Verhältnis eines gegengekoppelten Verstärkers.
Man kann zusammenfassend folgendes feststellen:

a) Schwankungen der Verstärkung ohne Gegenkopplung wirken sich weniger auf die Anstiegszeit eines gegengekoppelten Verstärkers aus, wenn die Zeitkonstante im Gegenkopplungszweig größer als $2\,\tau_{2st}/\sqrt{\alpha_0 V_0}$ gewählt wird. In einem kritisch abgeglichenen Verstärker ist praktisch keine Stabilisierung der Anstiegszeit durch die Gegenkopplung mehr vorhanden.

b) Ist τ_{GK} wesentlich größer als $2\,\tau_{2st}/\sqrt{\alpha_0 V_0}$, so ist die relative Änderung der Anstiegszeit um den Gegenkopplungsfaktor g kleiner als die relative Änderung der Verstärkung ohne Gegenkopplung.

c) Das Verhältnis Verstärkung : Anstiegszeit wird durch die Gegenkopplung nicht verbessert.

d) Der Faktor $\frac{S}{\sqrt{2\pi}\, C_a}$ ist ein Maß für das mit einem bestimmten Röhrentyp maximal zu erreichende Verhältnis Verstärkung : Anstiegszeit oder für das maximal zu erreichende Produkt (Verstärkung × Bandbreite).

Wird fortgesetzt

Funktionsprinzipien der digitalen Spannungsmessung

S. FEKAS

Im folgenden wird ein Überblick über die Digital-Meßtechnik, ihre Funktionsprinzipien und ihre Anwendungsmöglichkeiten gegeben.

Allgemeines

Digitalvoltmeter können durch die Direktanzeige, durch die leichte und genaue Ablesemöglichkeit die bisher gut bewährten Röhrenvoltmeter in jeder Hinsicht mit Recht ersetzen. Ihr hoher Aufwand an Bauelementen und die großen Herstellungskosten begrenzen die Serienfertigung und Einsatzmöglichkeit. Für bestimmte Aufgabengebiete in Instituten und physikalischen Laboratorien ist das Digitalvoltmeter aber unentbehrlich.

Die digitale Meßtechnik hat sich besonders bei Frequenz- und Zeitmessungen verbreitet. Es sind Genauigkeiten von 10^{-7} bei Frequenzen von 0,1 Hz ··· 15000 MHz und darüber erreicht worden. Das „Herz" solcher digitalen Meßeinrichtungen ist der elektronische Zähler, der die Schwingungen eines Normalgenerators in der vorgeschriebenen Zeit auf Kommando zählt und zur Direktanzeige registriert.

Mit Digitalvoltmeter können Gleich- und Wechselspannungen, Strommessungen für beide Stromarten sowie Widerstandsmessungen vorgenommen werden.

Die Wechselspannung oder der Wechselstrom wird vorher gleichgerichtet und der Mittelwert registriert. Die Strommessung geschieht über die Spannungsmessung mit Hilfe eines Normalwiderstandes. Mit Digitalvoltmeter lassen sich Widerstände bis 10 MΩ und höher mit einer 1%igen Meßgenauigkeit bestimmen.

Funktionsprinzipien

Die Hauptschwierigkeit bei der digitalen Stromspannungsmessung im Vergleich zur Frequenz- bzw. Zeitmessung besteht darin, daß man nicht so genaue Spannungsnormale wie Frequenznormale besitzt. Bei Verwendung von hochwertigen Spannungselementen als Normale sind Meßgenauigkeiten bis max. 10^{-4} möglich. Bei gebräuchlichen, elektronisch stabilisierten Geräten lassen sich diese Größen nicht leicht erreichen. Nur mit hohem Aufwand an dem Versorgungsteil (zusätzlichen Gleichspannungsverstärker) kann man mit diesen Genauigkeiten rechnen. Man spricht von rein elektronischen Verfahren und von Verfahren, bei denen auch mechanische Hilfsmittel, wie Relais und Stufenschalter verwendet werden.
Nachstehend sind drei Funktionsbeispiele aufgeführt, die in der angegebenen Literatur ausführlicher mit Schaltungsbeispielen behandelt worden sind.

Erstes vollelektronisches Verfahren

Arbeitsweise des Gerätes

Mit der aus dem Integrator (Bild 1) gelieferten Vergleichsspannung U_V, die aus den Impulsen des Generators (welche über das elektronische Tor an den Integrator gelangen) gebildet wird, ist die zu messende Spannung U_x zu vergleichen. Die in den Integrator einlaufenden Impulse zählt der elektronische Zähler. Der Zählvorgang wird über die Steuerschaltung abgestoppt, wenn die aufgebaute Spannung und die Meßspannung gleich sind. Bei diesem Verfahren kann man keine größere Meßgenauigkeit als 10^{-3} erwarten, da die integrierte Impulsspannung als Normal dient. Dieses Prinzip hat gegenüber dem Prinzip, das noch mechanische Teile verwendet, den Vorteil, schnelle Registrierung bis 10^3/s vornehmen zu können. Dabei werden noch Spannungsänderungen angezeigt, die innerhalb von 1 ms erfolgen.

Zweites vollelektronisches Verfahren

Dieses Verfahren führt die Spannungsmessung auf eine Zeitmessung zurück. Die unbekannte zu messende Spannung U_x wird mit einer streng linear ansteigenden Sägezahnspannung U_V bekannter Steilheit

$$S = \frac{U_V}{t}$$

verglichen.
Gemessen wird die Anstiegsdauer t_1 vom Beginn der Messung bis U_V gleich U_x wird. Die Zeitmessung geschieht wieder mit dem elektronischen Zähler.

Arbeitsweise des Gerätes

Die unbekannte Spannung U_x wird einem Ver-

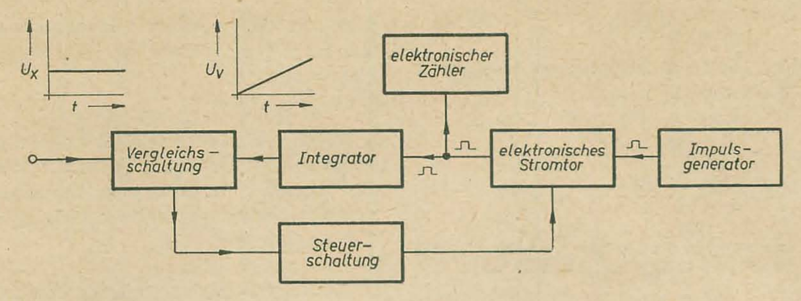


Bild 1: Blockschaltbild des ersten vollelektronischen Verfahrens

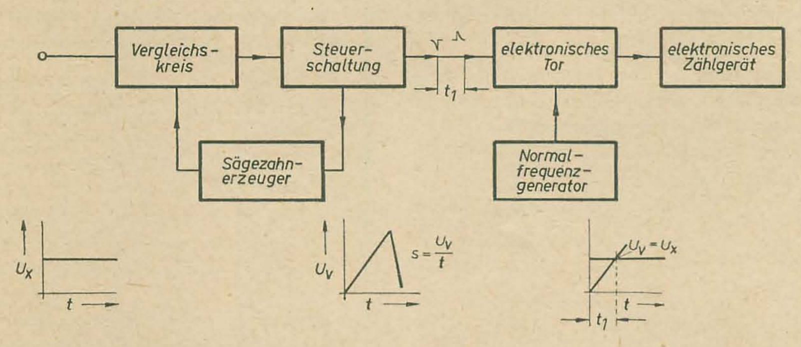


Bild 2: Blockschaltbild des zweiten vollelektronischen Verfahrens

gleichskreis zugeführt. Im gleichen Augenblick wird der Anstieg der Sägezahnvergleichsspannung U_V gestartet, die ebenfalls dem Vergleichskreis zugeführt wird (Bild 2). Gleichzeitig mit dem Start der Sägezahnspannung öffnet ein Startimpuls das Stromtor des elektronischen Zählers, der sofort mit dem Zählen der einlaufenden Schwingungen beginnt. Das Zählen wird unterbrochen, wenn U_V gleich U_x wird. In diesem Zeitpunkt wird das elektronische Stromtor durch einen Impuls gesperrt. Sind n-Schwingungen durchgelassen, so ergibt sich die Anstiegsdauer des Sägezahnes zu:

$$t_1 = \frac{n}{f_n}.$$

Die gesuchte Spannungsamplitude ist dann:

$$U_x = S \cdot t_1 = \frac{S \cdot n}{f_n} = U_v.$$

Die Frage der Stabilität der Sägezahnvergleichsspannung und damit der Meßgenauigkeit tritt auch hier auf. Man kann, genau wie beim ersten Verfahren, mit einer Meßgenauigkeit von etwa 10^{-3} rechnen. Die Fehler, die durch den Integrator entstehen könnten, fallen in diesem Falle weg. Es können 10 Meßwerte pro Sekunde mit dem entsprechenden Zählwerk registriert werden.

Drittes Verfahren

Bei diesem Verfahren dienen zur Regelung der Vergleichsspannung U_V Relais und Schrittschalter. Dies ist das elektromechanische Verfahren.

Arbeitsweise des Gerätes

Wird am Eingang eine Spannung U_x angelegt, so wird sofort der Zerhacker in Betrieb gesetzt. Die vom Zerhacker abgegebene Spannung ist proportional der Differenz von U_x und U_p und im ersten Augenblick am größten. Diese zerhackte Differenzspannung wird dem Verstärker zugeführt, der über die Relais die Potentiometerabgriffe solange ändert, bis $U_x = U_p$ wird. Damit ist der „Gleichgewichtszustand" erreicht und die Potentiometer-Stellungen zeigen die angelegte Spannung an. Man braucht hier nicht unbedingt ein elektronisches Zählgerät. Durch Verwendung der Batterie als Vergleichsspannung läßt sich die Meßgenauigkeit wesentlich erhöhen. Es ist das genaueste Prinzip in bezug auf Meßgenauigkeit. Durch den mechanischen Schalter wird allerdings die Anzeigeschnelligkeit auf etwa eine Messung pro Sekunde herabgesetzt. Dies ist der große Nachteil des Verfahrens. Bei rasch veränderlichen Meßspannungen reicht die Abgleichgeschwindigkeit nicht meh aus.

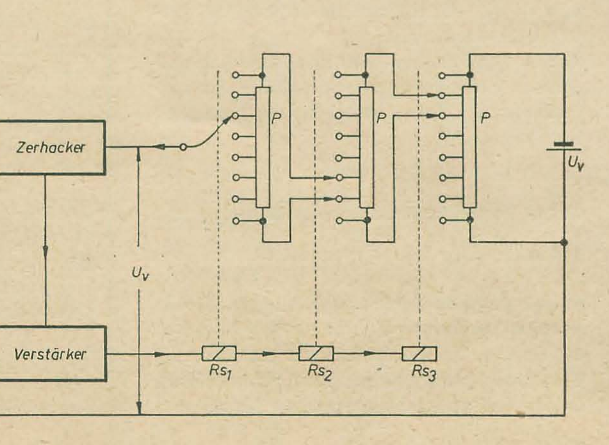


Bild 3: Blockschaltbild des elektromechanischen Verfahrens

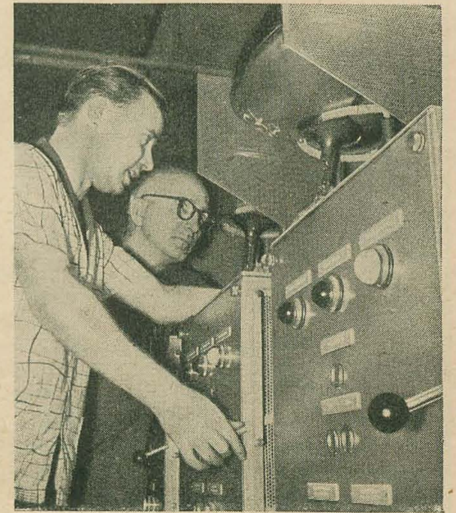
Einige allgemeine technische Daten von Digitalvoltmetern

1. Eingangswiderstand bei Gleich- und Wechselspannung: etwa 10 MΩ.
2. Es können Spannungen von 1 mV ··· 1000V gemessen werden.
3. Die Anzeigedauer eines Meßwertes oder sogenannte „Totzeit" ist veränderbar, übliche Werte liegen bei 80 ms ··· 20 s.
4. Das Abfragen nach einem Spannungswert (Wiederholung der Messung) kann je nach Wunsch in die Länge gezogen werden. Die kürzeste Zeit, die nach Betätigung der Taste vergeht, bis das Ergebnis wieder erscheint, ist etwa 10 ms.

Literatur

[1] Dr. K. Kronenberger: Spannungsregistrierung in Zifferndarstellung; Elektronik 2 (1958) S. 37
[2] W. A. Mayerhofer: Das Digital-Voltmeter, ein neues Meßgerät; Elektronische Rundschau 3 (1959) S. 78
[3] J. Hacks und M. Klose: Ein Druckverfahren für Meßgeräte mit Ziffernanzeige; Elektronische Rundschau 4 (1957) S. 97
[4] Digitale Frequenzmessung im Bereich von Gleichstrom bis 15000 MHz; Beckman Report (1959) S. 3 ··· 5
[5] J. Hacks und M. Klose: Elektronische Zähler in der Meßtechnik; Zeitschrift für Instrumentenkunde 14 (1959) S. 82
[6] Elektronische Zähler und ihre Anwendung (Mitteilung aus dem Laboratorium v. Rohde und Schwarz); radio mentor 12 (1953) S. 632
[7] Dr. Ing. H. H. Emschermann: Die Darstellung von Meßwerten in Zahlenform; Archiv für technisches Messen Lfg. 246 (1956) S. 161

Der Meister der Brigade „10. Jahrestag" Alfred Müller und das Brigademitglied Dieter Lerke bedienen (im unten stehenden Bild) den im VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin-Oberschöneweide, aufgestellten Pumpautomaten, der dort zur Erprobung läuft. Diese Automaten sollen speziell der Fertigstellung von Bildröhren mit 110°-Ablenkung dienen.



Drahtlose Funkverbindungen durch Streuung an Meteorbahnen

Dipl.-Ing. HANS DIETER NAUMANN

Vor einiger Zeit gingen kurze Meldungen durch die Fachpresse, daß es in Kanada gelungen sei, Funkverbindungen über größere Entfernungen im UKW-Bereich durch Ausnutzung der von Meteoren bei ihrem Eindringen in die Erdatmosphäre erzeugten ionisierten Bahnen herzustellen. Im folgenden wird diese neue Möglichkeit der Übertragungstechnik einer näheren Betrachtung unterzogen.

Bereits vor etwa 30 Jahren stellte man fest, daß die von Meteoren bei ihrem Eindringen in die Erdatmosphäre erzeugten Bahnen als Reflexionsebenen für elektromagnetische Wellen dienen können. Dieser Endeckung wurde aber zunächst wenig Beachtung geschenkt. Erst nach Beendigung des zweiten Weltkrieges kam man darauf zurück und führte Radarbeobachtungen an Meteoren durch. Es dürfte bekannt sein, daß sich die Radarbeobachtung von Meteoren inzwischen zu einer vorteilhaften Beobachtungsmethode der Astronomie entwickelt hat, zumal dadurch die Beobachter unabhängig von den mit dem Eindringen der Meteore in die Erdatmospäre verbundenen Leuchterscheinungen sind. Es gibt damit zwei Möglichkeiten: einmal Meteore zu beobachten, die keine Leuchterscheinungen zeigen; zum anderen Meteorbeobachtungen bei Tageslicht und bei schlechtem Wetter. Dies war bisher völlig unmöglich. Auf den Gedanken, Meteorbahnen auch für die technischen Belange der drahtlosen Nachrichtenübertragung auszunutzen, kam man erst im Jahre 1952, als man amerikanische Versuchssendungen auf etwa 50 MHz in einem 1300 km entfernten kanadischen Ort empfangen konnte. Auffallend an den empfangenen Signalen war vor allem deren impulsartige Struktur, die bereits einem Zusammenhang mit Meteorerscheinungen vermuten ließ. Nähere Untersuchungen zeigten, daß immer dann optimale Empfangsbedingungen gegeben waren, wenn eine Meteorbahn parallel zur Verbindungslinie von Empfangs- und Sendeort festgestellt werden konnte. Damit konnte die vorher erwähnte Vermutung als erwiesen angesehen werden. Aus diesem Grunde wurden in Kanada mehrere Versuchslinien aufgebaut, mit denen eine nähere Untersuchung dieser neuen Möglichkeit der drahtlosen Nachrichtenübertragung durchgeführt wurde.

Die Ionisation der Atmosphäre durch eindringende Meteore

Die Zahl der täglich in die Erdatmosphäre eindringenden Meteore wird vom Laien meist unterschätzt. Es wird angenommen, daß sie in der Größenordnung von 10^{11} (100000 Millionen) liegt [1]. Die Eindringungsgeschwindigkeiten liegen dabei in der Größenordnung von 10 ··· 70 km/s. Für die sich beim Eindringen von Meteoren in die Erdatmosphäre abspielenden Vorgänge können nach [2] folgende Zusammenhänge angegeben werden: Bei dem Eintritt eines Meteors in die Erdatmosphäre findet eine Wechselwirkung zwischen den atmosphärischen Gasen und dem Meteor statt, die in folgenden Erscheinungen ihren Ausdruck findet:

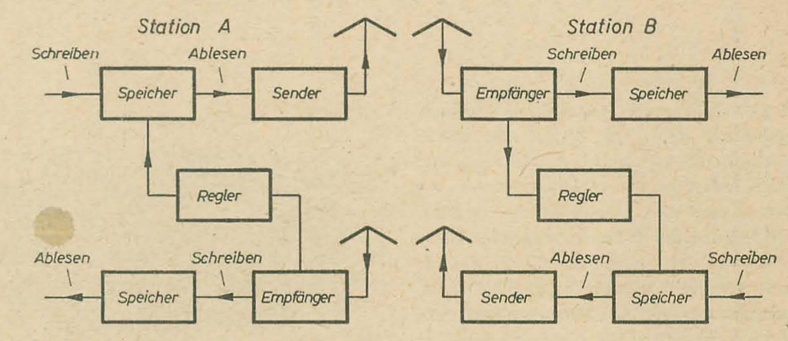
1. Die Meteore werden in den meisten Fällen zerstäubt.

2. Die atmosphärischen Gase werden erhitzt und teilweise ionisiert.

Wie sich diese Wechselwirkungen im einzelnen vollziehen, ist in erster Linie von den physikalischen Bedingungen der Erdatmosphäre abhängig. Der für das Zerstäuben in Frage kommende Atmosphärenbereich von etwa 90 ··· 120 km Höhe über der Erdoberfläche, besitzt dabei eine Luftdichte von etwa $10^{-7} \cdots 10^{-6}$ gegenüber die an der Erdoberfläche vorhandene.
Ursache der Ionisation sind vor allem Stoßionisationsprozesse, wobei die dazu erforderliche Energie der kinetischen Energie der Meteore „entstammt".
Als Folge dieser Prozesse entsteht eine ionisierte Bahn, deren Durchmesser in der Größenordnung von einigen Zentimetern oder Metern liegt. Durch Ausdehnung wird diese Bahn nach einer bestimmten Zeit unwirksam, wobei mit mittleren Ausdehnungsgeschwindigkeiten von 4 m/s gerechnet werden kann. Rekombinationsprozesse spielen beim Verschwinden der Bahn nur eine untergeordnete, zu vernachlässigende Rolle.

Streuung elektromagnetischer Wellen an Meteorbahnen

Die durch den vorstehend beschriebenen Mechanismus entstandenen Meteorbahnen wirken streuend auf elektromagnetische Wellen. Diese Tatsache bildet Grundlage sowohl der Radarbeobachtung von Meteoren als auch ihrer Ausnutzung zu Funkweitverbindungen. Für letzteres ist die zeitliche Ausdehnung der Meteorbahn von Bedeutung, da damit eine Abnahme der Empfangsfeldstärke verbunden ist. Es kann also während der Dauer einer Meteorerscheinung nicht mit einer konstanten Empfangsfeldstärke gerechnet werden, diese trägt vielmehr intermittierenden Charakter.
Für die zeitliche Dauer, die eine Ausnutzung der Meteorerscheinung gewährleistet, ist vor allem die erzeugte Elektronendichte längs der Bahn maßgebend, die wiederum in erster Linie von der Luftdichte bestimmt wird. Es sei hier vermerkt, daß die Dauer des „Radio-Meteors" nach [2] nicht mit der Dauer des Licht-Meteors übereinstimmt. Es wird vielmehr angenommen, daß zur hochfrequenzmäßigen Wirksamkeit einer Meteorerscheinung erst eine bestimmte Expansion des ionisierten Kanals erforderlich ist, so daß sich möglicherweise das „Radio-Meteor" etwas langsamer bewegt als das Lichtmeteor.
Die an Meteorbahnen gestreuten Leistungen erreichen höhere Werte als die bei ionosphärischer Streuung erreichbaren. Die gestreute Leistung ist abhängig von der Wellenlänge und der erzeugten Elektronendichte, wobei erstere mit der dritten Potenz, letztere quadratisch eingeht. Hinsichtlich Bandbreite und überbrückbarer Entfernung gelten etwa dieselben Werte wie bei ionosphärischer Streuung [3].



Blockschaltbild einer „Janet-Anlage", nach [3]

Die Technik der Funkverbindungen unter Meteorbahnen

Meteore sind mehr oder weniger zufällige Erscheinungen. Weder der Zeitpunkt noch der Ort ihres Auftretens sind im voraus bestimmbar. Auf Grund langjähriger Beobachtungen läßt sich lediglich voraussagen, zu welchem Zeitpunkt welche Häufigkeit zu erwarten ist.
Diesem Tatbestand muß auch die technische Seite entsprechen. Es müssen Einrichtungen geschaffen werden, die nur dann senden, wenn eine Meteorbahn erscheint, zum anderen aber

müssen die Sendungen unterbrochen werden, wenn die Bahn soweit expandiert ist, daß die hinreichende Empfangsfeldstärke unterschritten wird. Die zu übertragenden Nachrichten müssen zu diesem Zweck gespeichert werden, um während der Übertragungszeit mit möglichst erhöhter Geschwindigkeit gesendet zu werden.

Eine diesen Anforderungen entsprechende Einrichtung, deren Sendungen beim Erscheinen einer Meteorbahn automatisch ausgelöst und beim Verschwinden der Bahn automatisch unterbrochen werden, ist in Kanada als „Janet-System" entwickelt worden, das im Bild 1 im Blockschema dargestellt ist [3]. Zur Erklärung der Funktion dieses Systems sei angenommen, daß zwischen zwei Stationen A und B beim Erscheinen einer Meteorbahn eine Verbindung hergestellt werden soll. Beide Sender strahlen ununterbrochen, wobei der Träger mit einem Meßton moduliert ist. Im Augenblick der Entstehung einer ionisierten Meteorbahn werde nun der Sender B auf der Station A mit einem für die Übertragung hinreichendem Signal-Rausch-Abstand empfangen. Dann wird auf Station A die Modulation des Senders geändert. Erst wenn die Station B ebenfalls diese Änderung mit einem erforderlichen Mindest-Signal-Rausch-Abstand empfängt, wird die Strecke zur Sendung der Nutzsignale freigegeben, da erst dann Sicherheit dafür besteht, daß auch in Gegenrichtung einwandfreier Empfang möglich ist. Es werden die vorher gespeicherten Nutzsignale nun mit erhöhter Geschwindigkeit gesendet. Wenn auf einer der beiden Stationen der erforderliche Signal-Rausch-Abstand nicht mehr gegeben ist, wird die Sendung der Nutzsignale unterbrochen, unabhängig davon, ob auf der Gegenstation noch Empfang möglich ist. Nach Beendigung der Sendung der Nutzsignale beginnt wieder die Sendung des Meßtones.

Als wesentlicher Nachteil dieser Technik ist die mehr oder weniger große Zufälligkeit, der Verbindungen unter Ausnutzung von Meteorbahnen unterworfen sind, zu nennen. Dieser Nachteil ist nicht zu umgehen, da er in der Natur der Meteorerscheinungen begründet ist.

Versuchsstrecken

Zum Abschluß sei einiges über bereits bestehende Strecken bemerkt, die der Untersuchung dieser neuen Funkverbindungsmöglichkeit dienen [4].

Die erste Verbindung wurde zwischen Port Arthur und Ottawa hergestellt. Die Entfernung beider Orte beträgt 1080 km. Die Sendefrequenzen lagen bei 49 MHz bzw. etwa 50 MHz, die Sendeleistungen bei 30 W bzw. 300 W (Ottawa). Man kann demnach mit relativ geringen Sendeleistungen arbeiten. Auch die Bandbreite der Empfänger war relativ gering, sie betrug 1,3 kHz.

Später wurden weitere Verbindungen zwischen Ottawa und Halifax mit 950 km Entfernung und Port Arthur und Toronto mit 900 km geschaffen.

Die Strecke zwischen Ottawa und Halifax wurde dabei so aufgebaut, daß die Beobachtungen ausschließlich in Ottawa möglich waren. Die von hier gesendeten Signale wurden in Halifax demoduliert und sofort wieder zur Modulation des dortigen Senders verwendet. Somit konnten die in Ottawa gesendeten Signale nach zweimaligem Durchlaufen der Strecke auch hier wieder empfangen werden. Die bestehenden Verbindungen arbeiteten infolge der geringen Bandbreite vorwiegend als Fernschreibverbindungen. Die Ergebnisse zeigen, daß diese in ihrer Qualität den gewöhnlichen Fernschreibverbindungen nicht nachstehen.

Es wird angenommen, daß die Meteorstreuung für die Richtfunktechnik noch erhebliche praktische Bedeutung erlangen kann, wenn es gelingt, die technischen Einrichtungen entsprechend zu vervollkommnen und weiterzuentwickeln.

Literatur

[1] C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Band 3, S. 570

[2] C. Hoffmeister: Ionisation durch Meteore; Die Sterne 3/4 (1957) S. 62 ··· 65

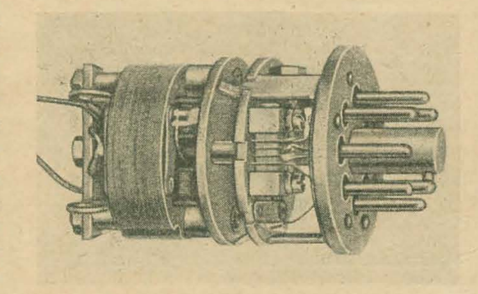
[3] Fehlhaber, Kappelhoff: Richtfunk mit Meter- und Dezimeterwellen über große Entfernungen; radio mentor 5 (1958) S. 832 ··· 836

[4] Janet Meteorspuren reflektieren Ultrakurzwellen; radio mentor 5 (1958) S. 325 bis 327

Zerhacker für Meßzwecke

Es gibt verschiedene Verfahren, eine kleine Gleichspannung (oder ein Signal mit einer Gleichspannungskomponente) elektronisch zu verstärken. Unter diesen verschiedenen Möglichkeiten nimmt die Umwandlung in eine Wechselspannung durch einen geeigneten Zerhacker bedeutenden Raum ein. Natürlich ist es möglich, die Gleichspannung unmittelbar in Elektronenröhren- oder Transistorschaltungen zu verstärken. Ein klassischer Vorläufer dieser Verstärkerart ist die aus der Literatur bekannte Loftin-White-Schaltung mit ihren verschiedenen Abarten. Leider ist die Stufenzahl eines solchen Verstärkers aus mancherlei Gründen eng begrenzt: Neben der meist erheblichen Speisespannung, die sie erfordern, ist der Nullpunkt eines am Verstärkerausgang angeschlossenen Meßinstrumentes oder Oszillografen nicht über längere Zeit stabil, der Verstärker „driftet". Diese Drift wird unter anderem bewirkt durch das Ändern der Arbeitspunkte der einzelnen Stufen bei Erwärmung der Röhren. Hierbei sind die Anfangsstufen besonders kritisch, denn jede gleichstrommäßige Änderung des Anodenstromes wird ja im Verstärker verstärkt.

Die moderne Meßtechnik geht darum überall dort, wo dies möglich ist, einen anderen Weg.



Meß-Zerhacker der französischen Gesellschaft Compagnie des Compteurs

Ein Zerhacker wandelt die Meßspannung in einzelne Impulse um. Diese Impulse lassen sich nun in den bekannten RC-gekoppelten Verstärkerschaltungen praktisch beliebig verstärken. Auf die Impulsform kommt es dabei nur in relativ geringem Maße an. Die Amplitude der Impulse ist ja proportional zur Meßspannung, von der im allgemeinen nur ihre Amplitude (Spannungswert) interessiert.

Eines der kritischen Bauelemente einer solchen Verstärkerschaltung ist der Zerhacker selbst. Da an ihm nur kleine Meßspannungen liegen, müssen hohe Anforderungen in bezug auf Prellfreiheit der Kontakte und geringes Grundgeräusch gestellt werden, während die Kontaktbelastung meist nur sehr gering ist (hochohmiger. Verstärkereingang). Die Zerhackerfrequenz — die ja der Impulsfolgefrequenz entspricht — ist ebenfalls unkritisch. Naheliegend ist die Verwendung einer 50-Hz-Quelle zur Speisung des Zerhackers. Es läßt sich dann bequem eine Heizwicklung für diesen Zweck benutzen, andererseits sind Impulse von der Folgefrequenz 50 Hz gut zu verstärken.

Die von der französischen Gesellschaft Compagnie des Compteurs in Montrouge hergestellten Meß-Zerhacker (Choppers) weisen unter anderem folgende technische Daten auf: Speisespannung 6,3 V; Stromverbrauch 75 mA bei 50 Hz bzw. 68 mA bei 60 Hz. Die Kontaktbelastung beträgt maximal 10 V/2 mA, das Grundgeräusch liegt zwischen 1 und 3 μV. Der Herstellerbetrieb garantiert das einwandfreie Funktionieren des Zerhackers bei Temperaturen zwischen —55 und +85° C. Das mechanische System besitzt keine Schwingzunge wie die bekannten Leistungszerhacker für Autoempfänger usw., sondern ein kleines Kurzschlußrähmchen, das sich im Luftspalt des Magnetkreises hin und her bewegt. Die Kontaktsätze, die je nach Ausführung verschieden sind, werden durch eine mit der Achse des Rähmchens verbundene Gabel betätigt.

Die Zerhacker sind in einem dichten Gehäuse montiert und mit einem Sockel versehen, der ihr Auswechseln erleichtert. Die Lebensdauer wird mit einem Jahr garantiert.

Elektrolytische Spannungsstabilisierung

Das Konstanthalten kleiner Gleichspannungen bei schwankender Last oder schwankender Eingangsspannung der Stromversorgung war von jeher eine Sorge der Schwachstromtechnik. Besonders bei umschaltbaren Batterie-Netzgeräten tauchte das Problem immer wieder auf, da direkt geheizte Hochvakuumröhren sehr empfindlich gegen Überheizung sind, die Netzspannung aber unter Umständen stark schwankt.

Neben dem konventionellen „Puffern“ mit einem Primär- oder Sekundärelement (meist gleichzeitig die Heizbatterie) bietet heute die Zener-Leistungsdiode günstige Aussichten zur einfacheren Lösung der Stabilisierung.

Auch elektrolytische Zellen bieten gewisse Vorteile, u. a. wegen ihrer großen Speicherkapazität bzw. ihrem kleinen Wechselstrominnenwiderstand. Von verschiedenen Erzeugnissen des Weltmarktes sei hier die Stabilytzelle der Fa. Georg Neumann angeführt.

Ein elektrolytgetränkter Separator trägt eine Katode aus Cadmium bzw. Cadmiumoxyd und eine Anode aus Nickel. Das Ganze ist luft- und flüssigkeitsdicht eingeschlossen. Beim Anlegen einer Gleichspannung korrekter Polarität wird an der Katode Cadmiumoxyd zu metallischem Cadmium reduziert, an der Anode wird Sauerstoff abgeschieden. Dieser wandert zur Katode und oxydiert das abgeschiedene Cadmium wieder zu Cadmiumoxyd. Da an der Katode kein Wasserstoff abgeschieden wird, entsteht nicht die aus den Primärelementen bekannte nachteilige Polarisation. Außerdem kann die Zelle hermetisch verschlossen werden.

Der Spannungsabfall an der Zelle setzt sich aus der Summe von Cadmium-Oxydationspotential und Nickel-Sauerstoffabscheidungspotential zusammen, er beträgt etwa 1,5 V und ist in weiten Grenzen unabhängig vom Strom (Bild 1). Wie bei allen Ionenleitern ist der Einfluß der Temperatur relativ groß. Der Wechselstromwiderstand der Zelle beträgt je nach Größe 20 mΩ ··· 1,5 Ω, die Zelle läßt sich also auch zu Siebzwecken heranziehen.

Die Schaltung entspricht etwa der der Glimmspannungsstabilisatoren für höhere Spannungen. Von der genannten Firma werden zur Zeit Stabilytzellen (Bild 2) für die Nennströme 6, 70, 150 und 300 mA hergestellt, der zulässige Spitzenstrom liegt jeweils um 100% höher. Beliebige Reihen- und Parallelschaltungen der Zellen sind möglich.

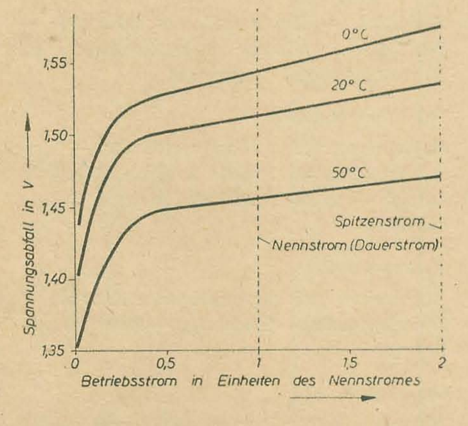


Bild 1: Strom-Spannungscharakteristik der Stabilytzellen der Fa. Neumann

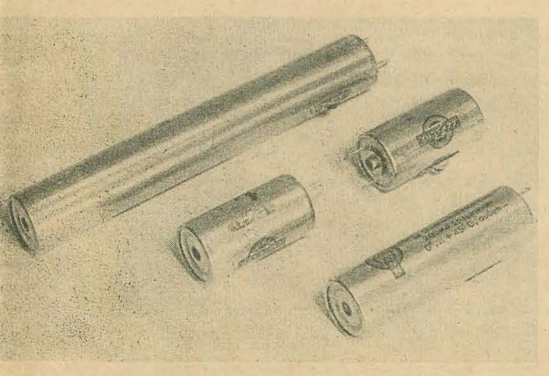


Bild 2: Ansicht einiger Stabilytzellen

Referate

S. I. Katajew

Einige Entwicklungsperspektiven der Fernsehrundfunktechnik

Technika kino i televidenija 6 (1960) S. 1 ··· 8

Der bekannte sowjetische Fernsehfachmann zeigt in dem allgemein orientierenden Artikel einige wesentliche Entwicklungsrichtungen der Fernsehtechnik auf.

Der gegenwärtige Stand der TV-Versorgung in den wichtigsten kapitalistischen Ländern läßt erwarten, daß die dort z. Z. noch bestehenden Lücken in der TV-Versorgung in den nächsten Jahren geschlossen werden. Die Sowjetunion wird durch das Bestreben, eine lückenlose TV-Versorgung auch in ihrem Land mit einer Fläche von 22 Millionen km² und teilweise sehr geringer Bevölkerungsdichte zu erzielen, vor besondere Aufgaben gestellt.

Von den drei Möglichkeiten der Programmzuführung — Kabel- oder Richtfunkstrecken, Ausnutzung der ionosphärischen oder troposphärischen Streuausbreitung, Einsatz von künstlichen Erdsatelliten als passive oder aktive Strahler — ist die erste wegen der beträchtlichen Entfernungen und geringen Bevölkerungsdichte für einen großen Teil der UdSSR unrentabel, die zweite mit Schwierigkeiten verbunden, wenn eine hochwertige Übertragung gewährleistet sein soll, während die dritte sich als günstigster Weg anbietet.

Ein amerikanisches Projekt sieht vor, für kommerziellen Funkverkehr 30 Reflektoren in Form von wasserdampfgefüllten Plastikballons von 30 m Durchmesser mit Metallüberzug in 500 ··· 3000 km Höhe um die Erde kreisen zu lassen. Nach Pirs und Kompfner ist hierbei eine Sendeleistung von 80 kW bei Verwendung von Spezialantennen sowie von Molekularverstärkern auf der Empfangsseite erforderlich. Dieses System soll nicht nur technisch, sondern auch wirtschaftlich günstiger als entsprechende Richtfunkstrecken sein. Ein anderes Projekt sieht vor, einen Reflektor genau in der Äquatorebene in einer Höhe von 36000 km um die Erde kreisen zu lassen (in Richtung der Erdrotation). Erfolgt dabei ein Umlauf in 24 Stunden, so erscheint der Reflektor als „Fixstern“, und die über ihn verlaufende Funkverbindung ist daher unterbrechungsfrei ohne Nachführung von Sende- und Empfangsantennen gewährleistet.

Speziell für den Fernsehrundfunk wird jedoch in der UdSSR dem Einsatz aktiver kosmischer Strahler größere Bedeutung zugemessen. Bei Betrieb als Relaisstelle zwischen Bodensendern dürfte dabei eine Sendeleistung von etwa 1 W ausreichend sein, entsprechende Ausrüstung der Empfangsstelle mit teuren Spezialantennenanlagen und Molekularverstärkern vorausgesetzt. Bei einigen hundert Watt Sendeleistung und stark gebündelter Sendeantenne soll ein kosmischer Umsetzer jedoch mit normalen TV-Empfängern direkt empfangen werden können. Das westliche Ausland plant, versuchsweise kosmische Umsetzer kleiner Leistung in den Jahren 1962 ··· 1968 zu starten. Auch Projekte für eine Welt-TV-Versorgung unter Verwendung von drei auf einer festen Kreisbahn umlaufenden kosmischen Umsetzern bestehen; der große Antennenöffnungswinkel von 16° macht dabei jedoch eine wesentlich höhere Sendeleistung erforderlich, als zur Versorgung z. B. nur eines Landes benötigt wird. Ein grundsätzlicher Vorteil, der sich aus dem Einsatz weniger kosmischer Umsetzer statt einer Vielzahl von Bodensendern ergibt, ist die Einsparung von Sendefrequenzen. Dies gestattet, durch Frequenzbanderweiterung der einzelnen Kanäle die Bildqualität zu verbessern (bei z. B. 14 MHz Bandbreite kann ein Auflösungsvermögen von 1000 Zeilen erzielt werden, das fast dem des Films entspricht) und speziell für das Farbfernsehen neue Übertragungssysteme zu entwickeln, die den Empfänger wesentlich billiger werden lassen — und gerade die hohen Anschaffungs- und Betriebskosten der Farb-TV-Empfänger sind es, die nach Meinung des Verfassers den Anteil dieser Empfänger in den USA bisher noch nicht über 1% anwachsen ließen. Abgesehen von der Farbbildröhre, deren Verbilligung hauptsächlich durch technologische Maßnahmen zu erzielen ist, ergibt sich eine beträchtliche Vereinfachung des Empfängers, wenn die Farbinformation nicht, wie bisher, in das Spektrum des Helligkeitssignals eingeschachtelt zu werden braucht, sondern außerhalb desselben übertragen wird. Auch der mehrsprachigen Begleittonübertragung könnte der Frequenzgewinn zugute kommen.

Auf dem Gebiet der Studiotechnik faßt die magnetische Bildaufzeichnung immer mehr Fuß, gestattet sie doch, Studio- und Reportagesendungen besser vorzubereiten, so daß bereits verschiedene größere Sender ihr Programm ausschließlich als Bandaufnahme bringen. Die zunehmende Verwendung von Vidikonkameras ist schließlich ebenso erwähnenswert wie die Rückprojektion als vielseitiges, zeit- und kostensparendes Mittel der szenischen Gestaltung.

Abschließend wird darauf hingewiesen, daß in der Transistorisierung der Fernsehempfänger mit der durch sie erzielbaren Senkung des Stromverbrauchs um 80 ··· 90% für die nächste Zeit die wirksamste Maßnahme zur Schaffung stromsparender Empfänger zu sehen ist.

Holland

Fachbücher

G. Wunsch

Laufzeitverzerrungen und Verzögerungsschaltungen

VEB Verlag Technik, Berlin, 1960

100 Seiten, 73 Bilder, kart. 8,— DM

In der vorliegenden Broschüre befaßt sich der Autor mit der Theorie und Berechnung von Allpässen. Er versucht, dem Leser eine Systematik dieser Theorie zu zeigen. Dies ist möglich, da nicht von der realisierenden Schaltung, sondern von den gewünschten physikalischen Eigenschaften des Netzwerkes ausgegangen wird. Zum Verständnis des Stoffes sind jedoch mathematische Kenntnisse der Systemtheorie Voraussetzung. Der Autor ist außerdem bestrebt gewesen, die Praxis des Entwurfs von Allpässen zu vermitteln. Damit wird diese Broschüre auch all die in ihrer Arbeit unterstützen, die sich mit Allpässen in der Praxis beschäftigen. *Orlik*

Horst Hille

Fernsehen leicht verständlich

4., verbesserte und erweiterte Auflage

VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1960

266 Seiten, 253 Bilder, Halbleinen 5,50 DM

Ständig steigt die Zahl der Fernsehteilnehmer in aller Welt und auch in der Deutschen Demokratischen Republik. Fernsehsender in ausreichender Zahl versorgen alle Gebiete unserer Heimat mit Fernsehsendungen, und unsere volkseigenen Werke produzieren in steigendem Maße Fernsehempfänger. Viele Besitzer von Fernsehempfängern und solche, die es werden wollen, haben daher den Wunsch, zu erfahren, wie das Fernsehen überhaupt zustande kommt und welche Apparate dazu gehören. Für diese — selbst wenn sie Laien sind — ist das obengenannte Buch in erster Linie geschrieben. Daß es nunmehr in vierter Auflage vorliegt, beweist, welch gute Aufnahme das Werk bisher gefunden hat. Aber auch Fernmelde- und Elektrotechniker, Lehrlinge und Volkshochschüler sowie Fachkräfte, die sich beruflich mit der Fernsehtechnik vertraut zu machen haben, werden durch das Buch eine brauchbare Einführung in dieses Stoffgebiet erhalten.
Zum Verständnis werden keine speziellen technischen Kenntnisse vorausgesetzt. Dem Verfasser ist es gelungen, dem Leser in einfachster Form die Probleme des Fernsehens zu erklären, so daß er die Zusammenhänge überblickt.
Das in 18 Kapitel aufgeteilte Buch gibt in den ersten beiden Kapiteln („Über Wellen und etwas Mathematik" und „Von den Schwingungen zum Super") einen gedrängten Überblick über die Vorgänge beim Rundfunkempfang. Im dritten Kapitel wird auf das Fernsehen und seine geschichtliche Entwicklung eingegangen. Dann folgen Kapitel, die Teilgebiete des Fernsehens in großen Zügen behandeln (Braunsche Röhre — Einführung in die Elektronenoptik — Zerlegen eines Bildes mit Hilfe der Nipkowscheibe und des Linsenkranzes — Fotozellen, Personen- und Filmabtastung — Kippschwingungen — Bildpunkte, Bildwechsel, Zeilenzahl, Zeilensprungverfahren und Taktgeber — Sekundärelektronen). Den verschiedenen Fernsehaufnahmekameras ist ein besonderes Kapitel gewidmet. Weitere Kapitel beschäftigen sich mit der Fernsehnorm, Fernsehsendern und Fernsehempfängern sowie der Fernsehgroßprojektion. Alsdann wird der Leser auch mit dem industriellen Fernsehen, dem Farbfernsehen und anderen Entwicklungen der Gegenwart und Zukunft bekanntgemacht. Jeder Besitzer eines Fernsehempfängers sollte schließlich die im letzten Kapitel gegebenen Ausführungen über den Umgang mit Fernsehempfängern beherzigen.
In dem Literaturverzeichnis am Schluß ist eine Reihe guter Werke genannt, die Rundfunk, Fernsehen oder Teilgebiete der Fernsehtechnik behandeln.
Das preiswerte Buch, dessen Text zahlreiche gute Bilder veranschaulichen, wird seinen Käufer nicht enttäuschen. *Sutaner*

Richard F. Shea

Transistortechnik

Berliner Union Verlag, Stuttgart, 1960

460 Seiten, 391 Bilder, Ganzleinen 72,— DM

Das vorliegende, in die deutsche Sprache übersetzte Buch, ist ein Standardwerk der amerikanischen Fachliteratur. Es ist besonders als Handbuch für den praktisch tätigen Ingenieur gedacht, kann jedoch ohne weiteres als Lehrbuch und zum Selbststudium benutzt werden.
Der theoretische Teil des Buches steht in einem vernünftigen Verhältnis zur praktischen Anwendung der verschiedenen Schaltungen. So wurde die Festkörperphysik und Mathematik nur so weit herangezogen, wie es zum Verständnis notwendig ist. Dabei wurde weitgehend von den h-Parametern Gebrauch gemacht. Alle wichtigen Schaltungen werden so eingehend behandelt, daß ein selbständiges Weiterarbeiten möglich ist. So sind z. B. einzelne Verstärkerschaltungen mit großer Ausführlichkeit durchgerechnet, so daß dem Leser ein echtes Wissen vermittelt wird. Jedem Artikel schließt sich ein Literaturnachweis an. Außerdem wurde das sehr umfangreiche Literaturverzeichnis, beginnend vom Jahre 1950 bis zum Jahre 1959, durch Quellenangaben deutscher Literatur ergänzt.
Zusammenfassend kann gesagt werden, daß dieses Buch einen Gesamtüberblick über die moderne Transistortechnik vermittelt und durch seine klare Darstellungsweise eine große Lücke in der Fachliteratur schließt.

Abschließend einiges aus dem Inhalt:

Technische Daten und Kennlinien
Grundlegende Betrachtungen — Erläuterung und Gebrauch der statischen Kennlinien — Kennlinienaufnahme

Betriebsdaten des Transistors
Ersatzschaltungen — Physikalische Bedeutung der h-Parameter — Die h-Paramter in den verschiedenen Frequenzbereichen

Festlegung des Arbeitspunktes
Physikalische Voraussetzungen — Stabilitätsfragen — Vergleich der Schaltungen — Nichtlineare Methoden

Niederfrequenzverstärker
Signalverstärker — Leistungsverstärker — Treiberstufen

Gleichstromverstärker
Stabilität — Kompensationsschaltungen — Gleichstromverstärker in Rechenmaschinen, Regelanlagen und dergleichen

Selektive Verstärker
Entwurf von Schmalbandverstärkern — Verstärkerstufen mit relativ breitem Durchlaßbereich — Innere Rückkopplung und Neutralisation

Videoverstärker
Allgemeine Gesichtspunkte beim Entwurf — Zwischenstufen — Endstufen — Berechnungsbeispiel

Oszillatoren
Harmonische Oszillatoren — Relaxations-Oszillatoren — Astabile Multivibratoren — Impulsgeneratoren

Modulation, Mischung und Demodulation
Der amplitudenmodulierte Verstärker — Rauschen einer Mischstufe — Begrenzer- und Diskriminatorschaltungen

Einschwingvorgänge und Impulsschaltungen
Einschwingvorgänge bei großen und kleinen Amplituden — Torschaltungen — Bistabile Schaltungen — Monostabile Schaltungen

Anlagen
Mittelwellenempfänger — UKW-Empfänger — Fernsehempfänger mit Transistoren *Belter*

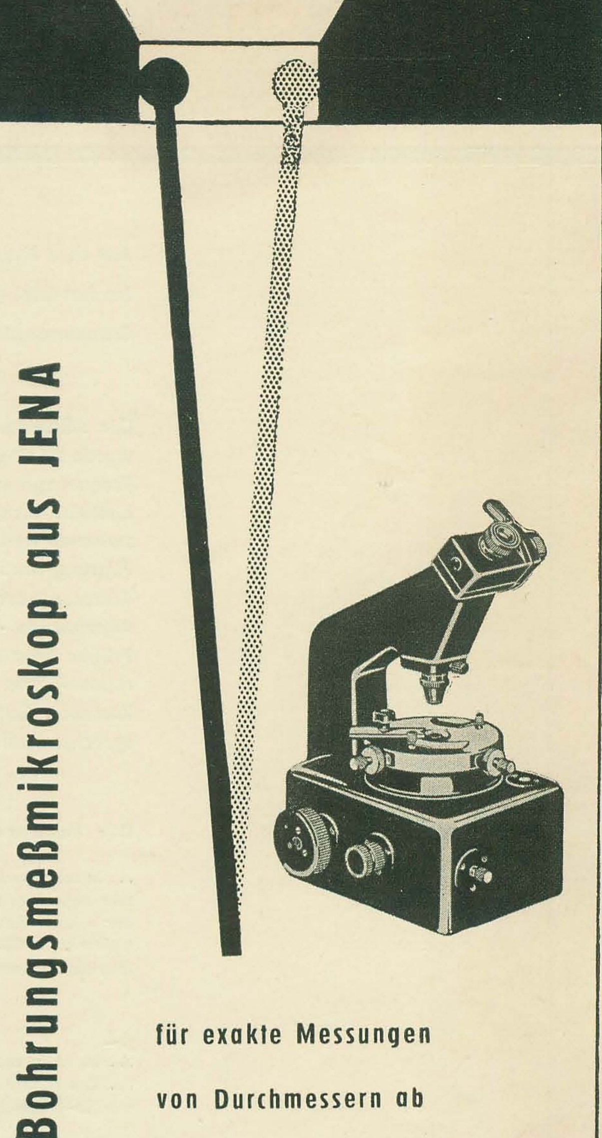
Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.



Prüf-Fix
1



GN
Spulensätze
für Rundfunkempfänger
UKW, Kurzwelle, Mittelwelle, Langwelle
Komplett verdrahtet, mit Dreh- und Tastenschaltern
GUSTAV NEUMANN KG
SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN, DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THÜR.



Bohrungsmeßmikroskop aus JENA



CARL ZEISS
JENA

W. S. Kowalenko

Mikrowellenröhren

Aus dem Russischen

Format DIN A 5, 370 Seiten, 100 Abb., 40 Tafeln, Kunstleder, 33,— DM

Gemeinschaftsauflage mit dem Porta-Verlag München

Die stürmische Entwicklung der Nachrichtentechnik der letzten Jahre wurde zu einem nicht geringen Teil durch die Verschiebung der oberen Frequenzgrenze bis in den Bereich der Ultrahochfrequenz (UHF) beeinflußt. Richtfunkstrecken zur Übertragung von Fernsehsendungen zwischen weit auseinanderliegenden Städten, Radargeräte zur sicheren Führung von Schiffen und Flugzeugen durch Nacht und Nebel, Industrie-Wärmegeneratoren und Linearbeschleuniger für die Untersuchung von Atomkernen — sie alle verwenden in steigendem Maße Mikrowellen. Früher oder später wird demnach so mancher Ingenieur der Nachrichten- bzw. Hochfrequenztechnik mit diesem Gebiet in Berührung kommen. Gut wird es dann sein, dank diesem Buch schon die entsprechendenden Spezialkenntnisse zu besitzen.

Die Fachpresse urteilt über dieses Buch

... ist sehr übersichtlich gegliedert und ist in seiner klaren und unkomplizierten Sprache sehr angenehm zu lesen. Dank seiner sachlichen Gliederung und in Verbindung mit der in jedem Kapitel gebrachten Vielzahl von Diagrammen, Tabellen und Bildern wird nicht nur der Röhrenentwickler das Buch gern benutzen, sondern es kann auch jedem Interessierten empfohlen werden, der sich über dieses Fachgebiet informieren möchte.

„Technische Mitteilungen des Betriebslaboratoriums für Rundfunk und Fernsehen" Berlin-Adlershof

... es ist in seiner Konzeption sehr auf die praktische Anwendung zugeschnitten. ... Das Buch kann als Einführung in das Gebiet der Mikrowellenröhren angesehen werden um so mehr, als es nur allgemeine Kenntnisse der Elektrotechnik voraussetzt.

„ETZ Elektrotechnische Zeitschrift" Frankfurt/Main

... Es ist ihm daher mit vorliegendem Buch hervorragend gelungen, eine klare und zusammenfassende Darstellung zu geben und gleichzeitig die theoretischen Grundlagen mit dem direkten Zweck einer praktischen Verwirklichung aufzuzeichnen. ... Das Buch kann allen Ingenieuren und Studierenden sowie den Entwicklern empfohlen werden.

„Nachrichtentechnik" Berlin

Entwicklungsingenieure für Elektronenröhren, Betriebsingenieure der Hochfrequenztechnik, vor allem aber auch die Studenten dieses Fachgebietes werden das Buch von Kowalenko als gute Informations- und Nachschlagequelle schätzen lernen.

In jeder Buchhandlung erhältlich.



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN